

ROK IV

LIPIEC - SIERPIEÑ 1949 R.

NR 7/8

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

TREŚĆ NUMERU:

- 1. Pięć lat pracy radiofonji polskiej
- 2. Z kraju i zagranicy
- 3. Częstotliwości zwierciadlane i gwizdy superheterodyny
- 4. Telewizja (II)
 - Przesyłanie programów radiowych drogą kablową: cz. VI — Korektory
 - 6. Super z jednym obwodem strojonym
 - Krótkofalarstwo: 1) Bęben cewkowy do odbiornika pasmowego 1 V —1;
 Znaki narodowościowe (prefiksy)
 - 8. Bezdławikowy filtr "Pioniera"
 - 9. Przegląd schematów
- Nowy materiał magnetyczny dla wielkiej częstotliwości
- 11. Nomogram Nr 27

CZYTAJCIE TYGODNIK »RADIO i ŚWIAT«

RADIO

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok IV

Lipiec-Sierpień 1949

Nr 7/8

Pięć lat pracy radiofonii polskiej

11 sierpnia 1949 r. Odrodzone Polskie Radio obchodzi piątą rocznicę swej działalności. Przed pięciu laty w oswobodzonym Lublinie przemówiła pierwsza radiostacja polska, niosąc mieszkańcom ziem okupowanych nadzieję rychłego końca wojny i zapowiedź zmian polityczno-społecznych. Ta pierwsza stacja nadawcza popularnie zwana "Pszczółką", gdyż uprzednio używana była do zagłuszania audycji propagandowych radia niemieckiego, posiadała moc 10 Kw i mieściła się w wagonie kolejowym. Był to dar Związku Radzieckiego, który przez cały czas okazywał wielką pomoc powstającej radiofonii polskiej.

Polskie Radio musiało bowiem swą pracę rozpocząć od początku. W 1939 r. tuż przed wybuchem wojny pracowało 10 radiostacji o łącznej mocy 450 Kw. obsługujących przeszło 1.100.000 aparatów odbiorczych. W Raszynie znajdowała się na ukończeniu budowa wielkiej 600 Kw radiostacji na mlejsce czynnej 120 Kw. Rozgłośnie Polskiego Radia były bogato wyposażone w nowoczesne urządzenia, jak mikrofony, różne aparaty do nagrywań, wozy transmisyjne, liczne zbiory płyt gramofonowych (wiele z nich własnego nagrania o bezcennej wartości historycznej), urządzenia nagrywające itd. Każda rozgłośnia zaopatrzona była w bibliotekę książek i nut oraz instrumenty muzyczne. Ponadto w centrali warszawskiej mieściły się warsztaty Polskiego Radia, gdzie budowano nowe radiostacje i urządzenia amplifikacyjne dla rozgłośni. Znajdowało się tam także centralne laboratorium Polskiego Radia, rozporządzające cennymi przyrządami pomiarowymi. Na kilka miesięcy przed wojną Polskie Radio wybudoweło w gmachu "Prudential" na Placu Napoleona w Warszawie dwa nadajniki ultrakrótkofalowe, przeznaczone dla telewizji.

Wszystko to zostało już w pierwszych latach wojny wywiezione bądź zrujnowane przez okupanta. W czasie ofensywy Armii Czerwonej i Wojska Polskiego, przez cofających się Niemców zniszczona została reszta urządzeń, sprzętu oraz materiału programowego. Ze stacji nadawczych ocalała jedynie tylko radiostacja krakowska i to pozbawiona kosztownych lamp radiowych. Inne urządzenia stacji nadawczych wysadzono w powietrze lub wywieziono do Rzeszy. Straty radiofonii polskiej sięgały prawie 100%. Urządzenia Pol-

skiego Radia uległy dewastacji, aparaty radiowe skonfiskowano radiosluchaczom, przemysł radiotechniczny przestał istnieć.

Polskie Radio rozpoczęło więc pracę od nowa. Powołane do życia 22 września 1944 roku dekretem PKWN na zupełnie odmiennych warunkach niż radio przedwojenne. Odrodzone Polskie Radio przystąp!ło do realizacji swych zadań w służbie Polski Ludowej. Do przeszłości już należała działalność radia sanacyjnego. które było tubą "mocarstwowej" polityki rządu Polskiego z okresu drugiej niepodległości, budującego najsilniejsze radiostacje na wschodzie, wymierzone przeciwko Związkowi Radzieckiemu, z drugiej zaś strony przez palce patrzącego na wyczyny propagandy niemieckiej i germanizację terenów zachodnich.

Na oswobodzonych ziemiach polskich ludność pozbawiona była urządzeń odbiorczych. Polskie Radio musiało więc prowadzić nie tylko odbudowę sieci stacji nadawczych, lecz także znależć sposób. za pomocą którego można byłoby udostępnić korzystanie z radia najszerszym rzeszom społeczeństwa. Na terenie całego kraju powstawały radiowęzły, obsługujące głośniki mieszkaniowe zainstalowane w miastach i we wsiach. Tam gdzie niemożliwe było zakładanie radiowęziów ze względu na zbyt małą liczbę abonentów, wprowadzano zbiorowe urządzenia radiowe — silny aparat radiowy zasila głośniki założone w okolicznych budynkach lub w sąsiednich pomieszczeniach.

Rozwój urządzeń radiofonii przewodowej przedstawia się następująco:

rok	1945	1946	1947	1948	1 1-
radiowęzły	333	263	251		oraz pomocniczych
liczba głośników		1148	2061	3455	

Jednocześnie z radiofonizacją kraju prowadzona była budowa stacji nadawczych. W ciągu pięciu lat zbudowano i wyposażono 14 radiostacji. W chwili obecnej w Polsce czynnych jest 11 stacji. Oto ich lista w kolejności uruchamiania:

11.8.44 r. - "Pszczółka" Lublin,

31.12.44 r. krótkofalówka Lublin, obie radiostacje przeniesione następnie do Warszawy.

15.2.45 r. - Kraków.

1.3.45 r. - Katowice,

3.6.45 r. - Poznań,

1.8.45 r. — Bydgoszcz (zlikwidowana z chwila odbudowy stacji nadawczej w Toruniu),

19.8.45 r. - Warszawa I i III,

15.9.45 r. - Gdańsk.

21.10.45 r. - Łódź.

24.12.45 r. - Szczecin,

29.9.46 r. - Wrocław,

1.12.46 r. - Warszawa II.

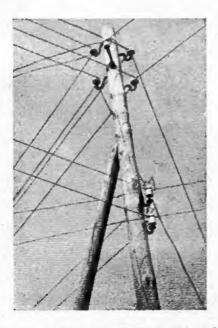
26.10.47 r. — Toruń.

22.7.49 r. - Radiostacja Centralna w Warszawie.

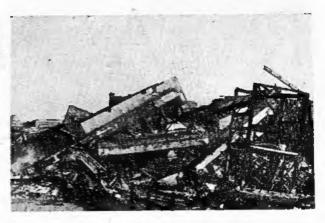
Niektóre radiostacje jak Katowice, Wrocław, Warszawa, zostały w międzyczasie wzmocnione.

Polskie Radio projektuje rozbudowę sieci stacji nadawczych przez zwiększenie mocy istniejących już nadajników oraz budowę nowych radiostacji. Po uruchomieniu w Warszawie potężnej 200 Kw Radiostacji Centralnej, wyposażonej w olbrzymi 335 m. maszt antenowy, nadajnik Warszawy I przeniesiony zostanie prawdopodobnie na inne miejsce. Radio może w tej chwili obsłużyć teren całego kraju dwoma programami ogólnopolskimi — jeden nadawany przez Radiostację Centralną, drugi — transmitowany przez Warszawę II oraz stacje regionalne.

W planach Polskiego Radia leży budowa Centrum Krótkofalowego, dwóch radiostacji z modulacją częstotliwości — w Warszawie i Katowicach, 100-kilowatowej radiostacji przeznaczonej do obsługi wschodnich województw, 50 Kw stacji nadawczej w Gdańsku, rozgłośni w Poznaniu i Lublinie, wielkiej hali koncertowej w Krakowie oraz olbrzymiego Domu Radia ze stacją telewizyjną w Warszawie. Na ukończeniu znajduje się 50 Kw radiostacja w Szczecinie. Wielkie znaczenie dla polepszenia jekości nadawanego programu posia-



Cała Polska pokryła się siecią drutów radiowych.



Po rediostacji raszyńskiej pozostała kupa gruzów.

dają przewidywane inwestycje na renowacje urządzeń technicznych radiostacji i rozgłośni oraz wyposażenie ich w najbardziej nowoczesny sprzęt elektroakustyczny.

W ciągu 5 lat swej działalności Odrodzone Polskie Radio pod wieloma względami przewyższyło osiągnięcia radia przedwojennego, którego prace trwały bezmała 15 lat. Już w iutym br. liczba abonentów przekroczyła milion. Na dzień 1 czerwca br. Polskie Radio liczyło 1.040.211 abonentów, w tym 806.541 urządzeń odbiorczych w mieście i 233.670 na wsi. Pod względem rodzajów urządzeń — 698.801 odbiorników lampowych, 329.484 głośników mieszkaniowych oraz 11926 aparatów detektorowych; z tego wieś posiada 135.765 odbiorników lampowych, 89.775 głoników mieszkaniowych oraz 8.130 aparatów detektorowych.

Liczba abonentów zwiększy się wydatnie po zrealizowaniu planu 6-letniego. Przewiduje on założenie jednego miliona głośników mieszkaniowych oraz osiągnięcie 3.500.000 radioabonentów przy końcu 1955 r. Polskie Radio w prowadzonej radiofonizacji kraju szczególny nacisk kładzie na udostępnienie urządzeń wsl. przy czym korzysta z pomocy ludności zorganizowanej w Społecznych Komitetach Radiofonizacji Kraju.

Równolegle z rozwojem technicznym radiofonji Polskiej ida prace programowe.

Z roku na rok doskonali się i krystalizuje program audycji P.R. Służy on interesom Polski Ludowej, jest ważnym czynnikiem realizacji socjalizmu w Polsce. Będąc rzecznikiem postępu, walczy z elementami kapitalistycznymi w kraju i bierze udział w zwalczaniu wrogiej naszemu państwu propagandy. Kierownictwo programowe zmierza do stworzenia takiego programu, który by spełnił te podstawowe założenia i będąc dostępny dla najszerszych mas radiosłuchaczy posiadał jednocześnie — wyrażnie marksistowsko-leninowskie oblicze oraz wysoki poziom kulturalny i artystyczny.

Radiofonia polska prowadzi ożywioną współpracę z radiofoniami zagranicznymi. Polskie Radio posiada stałych korespondentów radiowych oraz współpracowników w szeregu krajów, którzy nadsyłają materiały sprawozdawcze oraz utrzymują kontakt z radiofoniami.

W ciągu 1947 r. zawarte zostały specjalne umowy o współpracy z radiofonią czechosłowacką, węgierską, bułgarską i rumuńską, zaś w r. 1948 z francuską. W kwietniu 1949 r. Polskie Radio zawarło rozszerzone umowy z Czechosłowacja i Wegrami. Niezależnie od współpracy z radiofoniami Państw Demokracji Ludowej. Polskie Radio utrzymuje kontakt i z innymi krajami, a przede wszystkim ze Związkiem Radzieckim. Przewiduje się w najbliższym czasie uzyskanie połączenia kablowego z radiostacjami radzieckimi, co pozwoli na bezpośrednia wymiane programów. Dotychczas bowiem główną formą zbliżenia są występy gościnne zespolów artystycznych przed mikrofonami obu krajów i materiały programowe, nagrania muzyczne na płytach oraz taśmach magnetofonowych przesylane przez Komitet Radiowy ZSRR dia Polskiego Radia oraz przez Polskie Radio dla rozgłośni radzieckich.

Na tych samych zasadach prowadzona jest współpraca z radiofoniami krajów demokracji ludowej, z którymi zawarte zostały specjalne umowy. Bardziej bliska wymiana programowa prowadzona jest z Radiem Czechosłowackim ze względu na istniejące od września 1948 r. połączenie kablowe z Pragą Czeską, które umożliwia wspólne transmitowanie jednego programu. Polskę odwiedzają liczne zespoły muzyczne i artyści, wzamian zaś radiofonie obce zapraszają polskich pianistów, wokalistów, instrumentalistów oraz zespoły orkiestralne i wokalne na występy gościnne. Prócz tego urządzane są międzynarodowe koncerty, transmitowane przez szereg radiostacji europejskich np. Międzynarodowy Festiwal Muzyki Słowiańskiej, większe imprezy Roku Chopinowskiego, Festiwal Muzyki Ludowej.

Polskie Radio prowadzi również szeroko pomyślaną akcję wydawniczą. Ukazują się czasopisma i książki, które w sposób planowy popularyzują najrozmaitsze zagadnienia z dziedziny radiotechniki i programu. Wydawnictwami radiowymi zajmuje się Radiowy Instytut Wydawniczy w Krakowie.

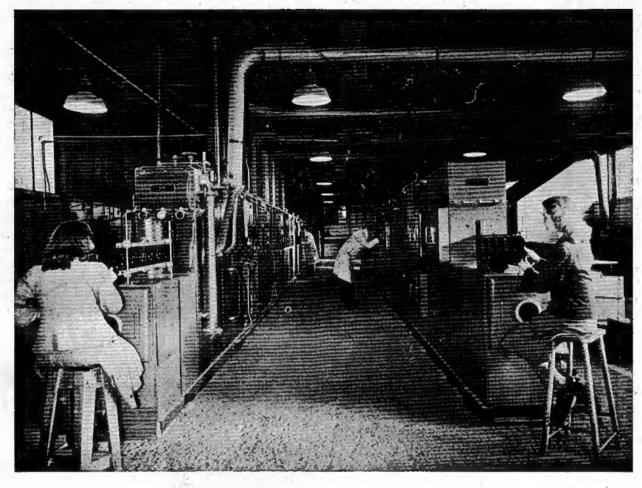
5 lat odbudowy radiofonii polskiej, prowadzonej w zadziwiającym tempie na najrozmaitszych odcinkach, stanowi trwały dorobek Polski Ludowej w dziedzinie techniki, kultury i sztuki. W roku przyszłym Polskie Radio wkracza w następny etap rozwoju. Rozpoczyna się realizacja wielkiego planu 6-letniego, który przyniesie jeszcze większej liczbie mieszkańców możność korzystania z radia, które udostępni najszerszym masom trwałe wartości nowej kultury, podniesie poziom wykształcenia i wychowa świadomych swych zadań obywateli.

Tadeusz Pszczołowski.



Rozglośnie Polskiego Radia wyposa-Zone sa w nowoczesne urzadzenia. które pozwalaja uzyskać dobra jakość odbioru. Mikobserwując Ser. przez okienko reżyserki wnetrze studia i wykonawców. w zależności od potrzeby, ścisza luli wzmacnia glos uchwycony przez mikrofon.

Automatyczna produkcja odbiorników



Fot. 1.

Dwie maszyny - automaty. Pracownice podają prasowane płytki bakelitowe, we wglębieniach których powstają części i obwody radiowe. Dwaj operatorzy kontrolują i dostrajają automaty

Pod chassis każdego odbiornika radiowego znajduje się skomplikowana sieć przewodów łączących ze sobą rozmaite części składowe. Każdy drut wymaga co najmniej dwóch połączeń — po jednym na każdym końcu — i w przeciętnym odbiorniku jest takich połączeń chyba ze sto, a może więcej. Wszystkie te połączenia robi się ręcznie i jest to operacja dość kosztowna, wymagająca dobrze wyszkolonego personelu. Z drugiej strony odbiornik zawiera wiele części składowych, jak na przykład chassis, podstawki lampowe, cewki, kondensatory, opory etc., z których każda musi być zrobiona oddzielnie i zmontowana na chassis.

Na załączonych zdjęciach widzimy zupełnie nowy sposób wykonania odbiornika. W procesie fabrykacyjnym, opracowanym przez J. Sargrove, zdołano wyeliminować z odbiornika wszystkie druty łączeniowe, wszystkie lutowania i prawie wszystkie oddzielnie produkowane części składowe. W jego procesie, obecnie pracującym z całym powodzeniem, wykonanie, zmontowanie

i połączenie części składowych odbywa się automatycznie przez pomysłową maszynę. Operator wkłada płytkę z plastyku do otworu z jednej strony maszyny; drugi operator otrzymuje płytkę gdy wychodzi ona z taśmy produkcyjnej po drugiej stronie maszyny. Nie jest to już jednak płytka w stanie surowym — jest to gotowe chassis, zawierające różne części składowe wykonane właśnie podczas swej drogi poprzez maszynę i to już połączone w obwody radioodbiornika.

Na rys. 1 widzimy układ prostego odbiornika jednoobwodowego dwulampowego. Układ ten jest rozbity na dwie części, z których każda będzie wykonana na jednej płytce. Pierwsza płytka zawiera układ stopnia anteny i detekcji oraz wzmocnienia. W skład jego wchodzą: gniazdka anteny i uziemienia oraz lampowe, cewka obwodu strojenia i reakcji, kondensatory stałe o pojemności od 100 do 20.000 pF, opory, wreszcie kondensatory zmienne oraz lampa.



Fot. 2

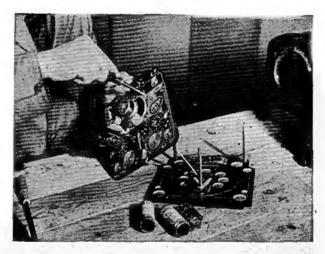
Gotowe płytki z natryskanymi elementami i połączeniami opuszczają maszynę i są poddane inspekcji. Co 20 sekund wychodzi jedna płytka

W skład drugiej płytki wchodzą gniazdka sieciowe oraz lampowe, kondensatory stałe, opory, wreszcie głośnik ze swym transformatorem i kondensatory elektrolityczne.

Z automatycznego wykonania wyłączamy od razu elementy umieszczone na końcu spisu a więc kondensatory zmienne, lampy, głośnik i elektrolity. Wstawia się je do odbiornika już po skompletowaniu całości.

Zastanówmy się teraz jak można automatycznie wytwarzać cewki, kondensatory stałe, opory, podstawki praz połączenia pomiędzy tymi elementami.

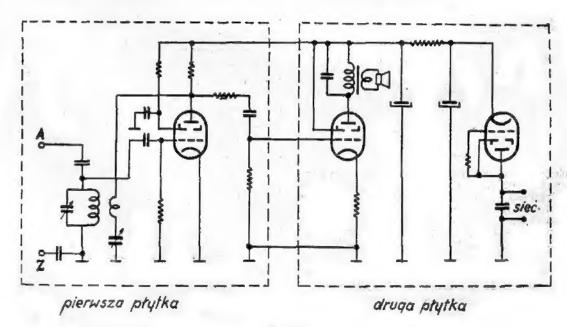
Płytka z bakelitu, grubości 6 mm, poslada wypraso-



Fot. 3.

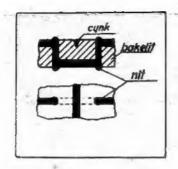
Jedyna ręczna robota przy całej produkcji. Operator zakłada lampy, kondensatory zmienne i elektrolityczne oraz głośnik. Obie płytki skręca się razem, wkłada do skrzynki bakelitowej i odbiornik gotow. Jeśli co 20 sekund powstaje jeden odbiornik, to ile na rok? Nie trudno obliczyć, że ponad 400.000

wane wgłębienia w postaci kółek, spirali czy linii prostych oraz otwory. Wchodzi ona do automatu przechodząc stopniowo przez kolejne komory, gdzie jest spryskiwana materiałem przewodzącym (cynkiem), niektóre jednak miejsca są zakryte. W następnej komorze te uprzednio zakryte miejsca stoją otworem a pozostałe są schowane. Teraz następuje spryskiwanie materialem o dużej oporności (chromonikieliną lub grafitem itp.). W jednej z następnych komór następuje szlifowa-



Rys. 1

Orientacyjny schemat odbiornika jednoobwodowego nadającego się do wykonania - automatycznego na dwoch płytkach

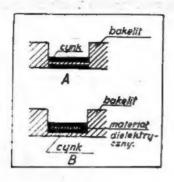


Rys. 2.

Skrzyżowanie przewodów bez kontaktu. Dwa nity pozwalają na ominięcie "przeszkody" przez przejście na drugą stronę płytki

nie całej płytki tak, że substancje, którymi płytka zostałe uprzednio spryskana, pozostają tylko we wgłębieniach. Ostatecznie otrzymuje się spirale wypełnione metalem, które stanowią cewki, kółka natryskane z obu stron, które tworzą kondensatory stałe, zygzaki wypełnione chromonikieliną czy grafitem stanowiące opory, wreszcie linie proste, które są połączeniami. W dalszych komorach automat wkłada nity pełne, które służą do przejścia "przewodów" na drugą stronę płytki oraz nity z otworami, które stanowią gniazdka wejściowe, sieciowe i lampowe. Jeszcze dalej cała płytka zostaje spryskana izolacyjnym plastykiem itd.

Po wyjściu z automatów płytki są łączone parami za pomocą trzpieni, które poza czynnością mechaniczną dają także stosowne połączenia elektryczne. Poza tym zakłada się kondensatory zmienne, elektrolity, lampy

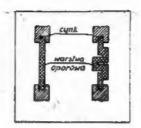


Rys. 4.

Konstrukcja kondensatora natryskowego. A: małe kondensatory (do 150 pF) — dielektryk.em jest bakelit płytki, odpowiedniej grubośc; i powierzchni. B: duże pojemności (do 2000 pF) — dielektrykiem jest natryskana masa o dużej stałej dielektrycznej; kilka takich warstw, jedna na drugiej, daje pojemności potrzebne do wzmacniaczy oporowych oraz odprzężeń

oraz głośnik i — odbiornik jest gotów. Podlega on teraz próbie jako całość, poszczególne zaś płytki są elektrycznie próbowane podczas swej drogi przez automat, w miarę dokonywanych na nich operacji. Płytki z brakami są natychmiast odrzucane.

Do odbiorników jest zastosowana specjalną lampa a mianowicie tetroda, która nadaje się do wszystkich



Rys. 3.

Konstrukcja oporu natryskowego

funkcji a więc do umocnienia wielkiej częstotliwości, detekcji, wzmocnienia mocy i również do prostowania jednokierunkowego. Dwie takie lampy mieszczą się w jednej bańce.

Produkcja automatyczna ogranicza się w tej chwili do aparatów jednoobwodowych. Tanie te odbiorniki idą w ogromnych ilościach na Bliski Wschód i do Indii,

W próbach są jednakże i aparaty większych typów, superheterodyny, a nawet przewidziane są w planie odbiorniki telewizyjne.

Supermalloy – nowy materiał o najwyższej przenikliwości

Przy budowie transformatorów częstotliwości akustycznej o szerokiej wstędze przenoszenia (20—20000c's) konieczne jest stosowanie na rdzenie blaszek o wysokiej przenikliwości magnetycznej µ. Wtedy dla uzyskania niezbędnej indukcyjności liczba zwojów wypada stosunkowo niewielka i zjawiska pojemnościowe zostają wybitnie zredukowane, z czego odnosi korzyść charakterystyka częstotliwości transformatora.

Juž przed przeszło dwudziestu laty wynaleziono, że stopy o dużej zawartości niklu (do 70%) dają przenikliwość początkową μ_0 rzędu 2000, wobec cyfry 300 dla żelaza krzemowego. Ulepszona obróbka cieplna doprowadziła do $\mu_0=9000$, a tuż przed wojną stwierdzono, że odpowiednio dozowane domieszki molibdenu, chromu i miedzi przeszło podwoiły tę cyfrę ($\mu_0=20500$). Dalsze ulepszenia doprowadziły nawet do $\mu_0=40000$.

Najnowszym wynalazkiem na tym polu jest tzw. supermalloy. Przenikliwość początkowa blach z tego materiału o grubości 0.36 mm jest trzy do ośm.u razy większa od najlepszej z dotychczasowych. O jego czułości świadczy fakt. że koercja wynosi zaledwie 1/100 pola ziemskiego. Straty w materiale przy indukcji 5000 gaussów wynoszą zaledwie 0.003 wata na klłogram (żelazo transformatorowe 1 wat na kg). Przenikliwość początkowa wynosi od 50000 do 150000, maksymalna od 200000 do 400000. Transformatory akustyczne z tego materiału, np. mikrofonowe lub liniowe, są wielkości naparstka.

Częstotliwości zwierciadlane i gwizdy superheterodyny

Odbiór superheterodynowy polega jak to wszyscy wiemy na nakładaniu na falę odbierana fali "oscylatora lokalnego", tak dobranej aby różnica czestotliwości obu tych fal dawała pewną wartość stałą, zwaną częstotliwością pośrednią, którą w dalszym ciągu będziemy nazywali w skrócie P. F., Wartość tej P. F. możemy obrać jak najdogodniej, zaś napięcie jej wzmacniamy "wzmacniaczem P. F.", najczęściej jednostopniowym, rzadko dwustopniowym. W skład jego wchodzą przeważnie cztery obwody strojone na P. F., złożone w dwa filtry wstęgowe o dużej selektywności, jednak o wierzchołku na tyle płaskim aby czestotliwości boczne modulacji aż do około 2 × 5000 do 2 × 9000 c/s nie były stłumione, ze szkodą dla jakości odtwarzania.

Zaleta odbiorników superheterodynowych z przemianą częstotliwości jest możność osiągnięcia dużej selektywności oraz znacznej czułości przy pomocy stosunkowo prostych środków. Selektywność więc nie jest związana ze znaczną liczbą obwodów strojonych zmienn y c h lecz opiera się na własnościach obwodów nastrajanych na stałe. Zwłaszcza na · falach krótkich własność ta jest niezmiernie cenna, ponieważ selektywność obwodów strojonych na wysokich częstotliwościach jest słaba i nawet kilka ich połączonych kaskadowo nie spełniłoby wymagań jakie wynikają z konieczności rozdzielania gęsto rozmieszczonych stacji. Odbiór krótkofalowy był ostatecznym powodem zaniechania produkcji odbiorników "prostych".

Dostatecznej selektywności nie dałoby się uzyskać "wprost" dlatego, że istnieje granica i to dość wąska, wzmocnienia kilkustopniowego na jednej i tej samej częstotliwości. Układy takie wzbudzają się bowiem łatwo i trudno je ustabilizować. Tam natomiast gdzie rozmaite stopnie pracują na różnych częstotliwościach znika podstawowy warunek sprzężenia i spokojna praca układu jest prawie, że gwarantowana.

Odbiór z przemianą częstotliwości ma więc poważne zalety, które w pełni usprawiedliwiają jego dominujące stanowisko w dzisiejszej radiotechnice. Posiada on jednak niestety i pewne poważne niedomagania, na które trzeba zwrócić uwagę. Poznanie przyczyn takiego stanu rzeczy pozwoli nam zmniejszyć skutki tych wad a czasem nawet radykalnie je usunąć.

Zanim do nich przejdziemy, powiemy kilka słów o wyborze P. F. Musi ona leżeć oczywiście poza zakresem odbieranym, celem uniknięcia interferencji ze strony stacji, która pracowałaby ewentualnie na tej właśnie częstotliwości i mogłaby wchodzić wprost na wzmacniacz P. F. W każdym razie, na wszelki wypadek, aby tego uniknąć stosuje się bezpośrednio przy gniazdku antenowym obwód zwierający, złożony z połączonych szeregowo: cewki oraz małego kondensatora rzędu 50 pF, dostrajanych do P. F.

Jeśli P. F. ma znajdować się poza pasmami radiofonicznymi, to do wyboru stoją: częstotliwości poniżej 150 kc. (tu najczęściej stosowaną jest 128 kc); między zakresem długo i średnio falowym, a więc 400 — 545 kc (tu prawie powszechnie widzimy częstotliwość 468 kc, z wariantami od 450 do 485 kc), wreszcie powyżej 1500 kc.

O innych kryteriach wyboru powiemy poniżej, teraz już jednak zaznaczymy, że częstotliwość 128 kc daje najlepsze warunki z punktu widzenia selektywności odbiornika. 468 kc jest pod tym względem nieco słabsza, lecz jeszcze zadowalająca. Częstotliwości powyżej 1500 kc dają kiepską selektywność i nie wchodzą w rachubę dla odbiorników radiofonicznych.

Częstotliwość oscylatora superheterodyny nastawia się zawsze powyżej częstotliwości odbieranej fali. W ten sposób łatwiej dostroić na całym zakresie zmienny obwód strojony oscylatora do obwodu strojonego siatki.

Lampa mieszająca wybierze w swym obwodzie anodowym różnicę częstotliwości dwu oscylacji przyłożonych do odpowiednich siatek.

Teraz możemy przejść od razu od najgłówniejszej wady superheterodyny, do częstotliwości zwierciadlanej. Najlepiej omówimy tę sprawę na kilku przykładach.

Przyjmijmy P.F. = 128 kc i niech stacja obierana pracuje na 1000 kc. Oscylator nastawimy więc na 1128 kc i we wzmacniaczu P.F. pojawi się oczywiście częstotliwość 1128 --— 1000 = 128 kc. Jak dotąd wszystko jest w porządku, lecz w eterze istnieje jeszcze szereg innych stacji a wśród nich zajmijmy się bliżej jedną, tą mianowicie, która pracuje na 1256 kc. Jeśli obwód względnie obwody (w postaci filtru wstęgowego) nie są dostatecznie selektywne, względnie stacja 1256 kc jest stosunkowo bardzo silną to wtedy jej sygnał dostanie się na siatkę lampy mieszającej i wraz z oscylatorem pracującym, jak już wiemy, na czestotliwości 1128 kc da częstotliwość 1256 -1128 = 128 kc. W ten sposób dwie stacje, zdawałoby się bardzo od siebie odległe w eterze (1000 kc = 300 mtr. i 1256 kc = 239 mtr.), zostaną odebrane równocześnie i selektywność wzmacniacza P.F. nic tu nie poradzi, liczyć można tylko na selektywność obwodu czy obwodów wstępnych.

Niepożądana fala 239 mtr. = 1256 kc nazywa się falą zwierciadlaną lub odbiciem zwierciad-

lanym. Jej częstotliwość jest o 2 X P.F. większa od fali pożądanej.

Przyjrzyjmy się z kolei warunkom jakie panują na P.F. = 468 kc. Chcąc odebrać falę 300 mtr. = 1000 kc nastawimy oscylator na 1468 kc. Stacja przeszkadzająca będzie musiała mieć częstotliwość 1936 kc. Oczywiście, że w tym wypadku więcej można liczyć na selektywność obwodu wstępnego, ponieważ maon do czynienia z większym odstępem częstotliwości.

Już więc z tego pobieżnego przeglądu widzimy, że wyższa P.F. ma poważną zaletę: większą selektywność względem fali zwierciadlanej. Jednak selektywność obwodów P.F. jest tu słabsza ponieważ procentowe rozstrojenie przy częstotliwości granicznej modulacji 9000 c/s jest oczywiście mniejsze.

Reasumując powiemy: niska P.F. (ok. 128 kc) ma mniejszą selektywność względem fali zwierciadlanej zaś większą względem sąsiedniej fali zakłócającej; wysoka P.F. (ok. 468 kc) ma większą selektywność względem fali zwierciadlanej zaś mniejszą względem fali sąsiedniej.

W zakresie fal długich ani niska ani wysoka P.F. nie daje odbić zwierciadlanych, ponieważ leżą one bądź poza zakresem odbieranym, bądź tak daleko, że odrzuca je selektywność obwodu wstępnego.

W zakresie fal średnich niska P.F. może już dawać odbicia zwierciadlane. Wysoka P.F. nie daje praktycznie odbić zwierciadlanych w tym zakresie fal.

Dopóki jednak odbiór krótkofalowy nie zaczął nadawać decydującego tonu nowoczesnym odbiornikom, bardzo wiele pośród nich posiadało niską P.F., ponieważ odbicia zwierciadlane nie były zbyt groźne, a i różnych gwizdów inteferencyjnych można było uniknąć przy dobrym zaprojektowaniu i wykonaniu odbiornika.

W zakresie fal krótkich odbicia zwierciadlane odgrywają kapitalną rolę ponieważ 2×P.F. jest stosunkowo niewielka w odniesieniu do częstotliwości odbieranej. Np. na fali 30 mtr = = 10000 kc czestotliwość zwierciadlana wynosi przy niskiej P.F. 10256 kc = 29,2 mtr., zaś przy wysokiej P.F. 10936 kc = 28,7 mtr. Ze względu na małą selektywność obwodu wstępnego na falach krótkich, nie ma mowy o zupełnym odrzuceniu czestotliwości zwierciadlanej i tylko wysoka P.F. może je w pewnym stopniu osłabić. Odbiorniki o P.F. = 128 kc posiadają mnóstwo odbić zwierciadlanych na falach krótkich. Pozornie sprawiają wrażenie nadzwyczaj czułych, "łapią" mnóstwo stacji. Po bliższym nasłuchaniu przekonujemy się jednak, że stacji więcej właściwie nie ma, lecz tylko powtarzają się one i to w towarzystwie różnych telegrafów, gwizdów itp.

Odbicie zwierciadlane ma też inny aspekt, właśnie szczególnie widoczny na falach krótkich. Dotychczas rozpatrywaliśmy wypadek gdzie gałka strojenia odbiornika była nieruchoma a szukaliśmy możliwych źródeł przeszkód. Jeśli jednak będziemy stroili odbiornik, to zwrócimy uwagę na to, że jedna i ta sama stacja powtarza się. Przy nastrojeniu bowiem nastawiliśmy oscylator na częstotliwość wyższą od stacji odbieranej i wykorzystaliśmy ich różnice. Jeśli jednak przestawimy oscylator na częstotliwość niższą od odbieranej o P.F. to wtedy też różnica między nimi da P.F.

Łatwo to wyjaśni przykład liczbowy. Aby odebrać stację 30 mtr. = 10000 kc nastawiliśmy oscylator na 10128 lub 10468 kc, zależnie od P.F. Jeśli jednak, jadąc strzałką skali w kierunku dłuższych fal, nastawimy oscylator na 10000 — 128 = 9872 kc, względnie na 10000 — 468 = 9532 kc, to znowu odbierzemy tę samą stację, choć strzałka będzie wskazywać falę dłuższą a mianowicie 9872 — 128=9744 kc = 30,8 mtr. wzgl. 9532 — 468 = 9064 kc = 33,1 mtr. Przy wyższej P.F. ten podwójny odbiór nastąpi oczywiście w rzadszych odstępach, lecz o całkowitym odrzuceniu go nie ma

Tabela 1

Właściwe położenie odbieranej stacji	Tę samą stację odbieramy na nast. położeniu strzałki					
mtr	P. F. 128 kc	P. F. 468 ke				
18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 44	18,3 19,3 20,4 21,4 22,4 23,5 24,5 24,5 25,6 26,6 27,7 28,7 29,8 30,8 31.8 32,9 34,0 35,0 36,1 37,1 38,2 39,2 40,3 41,4 42,5 43,6 44,6 44,6 45,7 46,8	19,1 20,2 21,3 22,5 23,6 24,8 26,0 27,1 28,3 29,5 30,7 31,9 33,1 34,3 35,5 36,8 38,0 39,3 40,6 41,9 43,2 44,4 45,7 47,0 48,3 49,6 51,9 52,3				
46 47 48 49 50	47,9 49,0 50,0 51,1 52,2	53,7 55,1 56,5 57,9 59,3				

mowy, można co najwyżej, przy dobrym obwodzie wstępnym, osłabić go, w stosunku nie więcej jednak niż jeden do dziesięciu, przecię-

tnie jeden do dwóch, trzech.

Częstotliwości zwierciadlane zadecydowały więc, że ze względu na odbiór fal krótkich, dogodniejsza będzie wyższa P.F. i dlatego ją tylko spotyka się w nowoczesnych odbiornikach.

Tabela 1 pozwala na określenie punktów zwierciadlanych przy odbiorze fal krótkich

i P.F. = 128 i 468 kc.

Zakresy fal krótkich przyznane radiofonii są tak rozmieszczone (16 — 19 — 25 — 31 — 41 — 49 mtr.), że powtarzające się fale zwierciadlane nie wpadają na następny zakres. W tych jednak zakresach odbieramy zwierciadla stacji nieradiofonicznych, np. różne stacje radiotelegraficzne. Tym przeszkodom w odbiorze winne jest jednak tym razem nie nadmierne zagęszczenie nadajników, ani brak dyscypliny, lecz jedynie i wyłącznie — niedoskonałość odbiornika.

Powróćmy jednak do stacji przeszkadzającej, o częstotliwości wyższej od tej która chcielibyśmy odebrać o 2 X P.F. Wyobraźmy sobie że częstotliwość stacji A jest 1000 kc. Oscylator nastawi się więc na 1128 kc (P.F. = 128 kc), zaś przeszkadzać będzie jak już wiemy stacja B o częstotliwości 1256 kc. Jeśli nie odrzuci jej obwód wstępny, zostanie ona przerobiona w mieszaczu na P.F. 128 kc równie dobrze jak fala właściwa. To wszystko już wiemy, ale zastanówmy się co się dzieje podczas strojenia. Do żądanego punktu zbliżamy się powoli i wyobraźmy sobie, że oscylator jest w pewnym momencie nastawiony jeszcze nie na 1128 kc ale dopiero na 1130 kc. Wtedy stacja A da po zmieszaniu 130 kc a stacja B 126 kc. Obie te czestotliwości mieszczą się w paśmie przepuszczanym przez wzmacniacz P.F. i dostaną się do detektora, który zmiesza je z kolei, a po detekcji przejdą do wzmacniacza niskiej częstotliwości. W ten sposób do głośnika dostanie się 130 - 126 = 4 kc – czyli gwizd.

Strojąc powoli w kierunku właściwego punktu nastawimy w pewnej chwili oscylator również powiedzmy na 1129 kc. Wtedy stacja A da P.F. 129 kc zaś stacja B da P.F. 131 kc gwizd interferencyjny zmieni wysokość tonu i wyniesie teraz 2 kc. Strojąc tak jednym ciągiem usłyszymy charakterystyczny szybko zmieniający wysokość tonu gwizd interferencyjny, który zaczyna się od wysokiego tonu, szybko przechodzi do niskich i poprzez niesłyszalne znowu pojawia się po drugiej stronie punktu dostrojenia, gdzie wysokość jego szyb-

ko rośnie.

Widzimy, że częstotliwości zwierciadlane są bardzo poważną przyczyną powstawania gwizdów w superheterodynie. Z tego względu P.F. należy wybierać bardzo starannie, tak aby częstotliwości zwierciadlane padały na stacje jak najmnej odbierane. I tu również widać jasno, że wyższa P.F. jest lepsza, a przekonać można się o tym letwo porównując liczbę gwizdów na falach krótkich, a zwłaszcza średnich, dwu odbiorników, jeden o P.F. = 128 kc a drugi o P.F. = 468 kc.

Fale zwierciadlane są główną przyczyną gwizdów superheterodyny. Ich częstotliwość wyrazić można wzorem;

$$f_x = f_{odb} + 2f_p$$

gdzie f_x — częstotliwość zwierciadlana f_{odb} — " stacji odbieranej f_F — " pośrednia odbiornika

Obok fal zwierciadlanych mamy jednak i inne przyczyny powstawania gwizdów, z któ-

rych kilka wymienimy.

Stacja przeszkadzająca może posiadać czestotliwość wyższa lub niższa od czestotliwości oscylatora o połowe lub trzecia cześć P.F. W zmieniaczu uzyskuje sie odpowiednio połowe lub jedna trzecia P.F. Jednak lampa przemiany czestotliwości pracuje nieliniowo (wszystkie te łampy maja zmienne nachylenie) i wytwarza również harmoniczne produktu przemiany. Harmoniczne te moga, z wytworzonych jak wyżej czestotliwości plamka P.F. wytworzyć właśnie pełną P.F. Wzór na tę interferencje wyglada:

$$f_x = f_{odb} + f_p \pm \frac{f_p}{n}$$

Inna interferencja powstaje gdy stacja przeszkadzająca jest przedzielona od pożądanego sygnału o częstotliwość równą P.F. Obie te częstotliwości, choć przyłożone do jednej i tej samej siatki, wytwarzają dudnienie na skutek nieliniowości charakterystyki lampy przemiany częstotliwości j różnica ich przechodzi przez wzmacniacz P.F., dając gwizdy:

$$f_x = f_{odb} \pm f_{\rho}$$

To samo choć w słabszej mierze dzieje się gdy stacja przeszkadzająca oddalona jest o ½ lub ½ P.F. Druga, względnie trzecia harmoniczna produktu przemiany częstotliwości przechodzi do wzmacniacza P.F.

$$f_x = f_{odb} \pm \frac{f_p}{n}$$

Nie należy wreszcie zapominać, że oscylator lokalny superheterodyny zawsze wytwarza harmoniczne. Nie ma układu który by był od nich wolny, choć oscylator ze strojoną anodą jest nieco lepszy pod tym względem. Harmoniczne oscylatora mogą dudnić z niepożądanymi sygnałami dając P.F. Ta interferencja wyraża się wzorem:

$$f_x = \frac{f_{odb} + f_p}{n} \pm f_p$$

i zdarza się najczęściej na falach długich.

We wszystkich poprzednich wzorach f. wyraża przypadek otrzymania dokładnie P.F. Przy niewielkim odstrojeniu odbiornika lub, jak to się zresztą najczęściej zdarza, gdy stacja zakłócająca daje w skutku P.F. różniącą się nieco od P.F. otrzymanej ze stacji właściwej — powstanie gwizd.

We wszystkich omówionych wypadkach przyczyną interferencji jest niedostateczna selektywność obwodu czy obwodów wstępnych. Jest to zupełnie naturalne ponieważ dopiero właśnie obwody P.F. mają nam tę konieczną selektywność zapewnić. W każdym razie dla P.F. 128 kc niezbędne są na falach długich i średnich dwa obwody strojone wstępne. Dla P.F. 468 kc wystarcza jeden obwód wstępny, co przyczynia się do potanienia odbiornika i ułatwia jego strojenie.

Jak wpływa selektywność wstępna na falach długich i średnich najlepiej się przekonać przykładając antenę, poprzez kondensatorek np. 200 — 500 pF, do siatki sterującej lampy przemiany częstotliwości. Przy strojeniu odbiornika otrzymamy wtedy ogromną liczbę gwizdów, prawie na każdej stacji. Gwizdy spowodowane są niczym niepowtrzymanym dostawaniem się na siatkę częstotliwości niepożądanych fz jakie wynikają z podanych wyżej wzorów. Na falach krótkich interferencje takie dają się mniej odczuć, ponieważ zawada obwodu wejściowego jest niska. I w tym wypadku wyższa P.F. da, jak to już kilkakrotnie nadmienialiśmy przy różnych okazjach, mniej interferencji od niskiej P.F.

Selektywność obwodu wstępnego będzie oczywiście tylko wtedy wykorzystana w pełni dla wyeliminowania inferferencji (nie mówiąc o czułości odbiornika) jeśli będzie ona dokładnie dostrojona do odbieralnej fali. Do wzmożenia interferencji może się przyczynić w dużej mierze właśnie odstrojenie obwodu wstępnego. Może on wtedy uwypuklić jakieś niepożądane częstotliwości.

W przeważającej liczbie wypadków gwizdy są spowodowane działaniem stacji lokalnej wielokrotnie silniejszej od stacji zagranicznych. Na załączonych tabelach 2 i 3 widzimy punkty odbioru, gdzie mogą powstać zakłócenia w superheterodynie z powodu oddziaływania stacji lokalnej. W ostatniej rubryce figuruje wzór do obliczenia. Z tabeli widzimy, to co nadmienialiśmy uprzednio, że przy wyższej P.F. jest zakłóceń mniej i są dalej odstawione od punk-

tu odbioru, więc łatwiejsze do wyeliminowa-

Ponieważ stacja lokalna jest głównym źródłem zakłóceń i gwizdów, przeciwdziałanie jest oczywiste. Między antenę a gniazdko antenowe włącza się eliminator, tzn. obwód strojony równoległy, dostrojony do stacji przeszkadzającej. Pewne, nawet dość znaczne stłumienie stacji lokalnej nie wpłynie ujemnie na jej odbiór, zaś wiele gwizdów zostanie wyeliminowanych, zwłaszcza najgroźniejsze, powstałe z dudnień na siatce sterującej. W nowoczesnych odbiornikach o P.F. = 468 kc jest to jednak zazwyczaj zbędne i mało jest aparatów fabrycznych, które by taki eliminator od razu posiadały. Korzystnie działa tu automatyczna regulacja wzmocnienia, która ustala pracy zależnie od siły odbioru i chroni układ od przesterowania oraz właściwy przebieg charakterystyki nowoczesnych lamp o zmiennym nachyleniu, dzięki któremu ilość i wielkość harmonicznych jest nieznaczna.

W każdym jednak, poza małymi wyjątkami, wypadku stosuje się wspomniany już wyżej obwód absorbcyjny dostrojony do P.F. Przenikanie P.F. z zewnątrz do odbiornika tylko w ten sposób można usunąć. Np. kilka lat temu przez pewien czas słychać było w Warszawie jakąś bliżej niezidentyfikowaną stację telegraficzną na około właśnie 468 kc. W odbiornikach nie posiadających filtra, kluczowanie telegrafu wyraźne było na wszystkich zakresach, nawet na falach krótkich i w każdym punkcie skali.

Stosowanie szeregowego pochłaniacza na P.F. jest szczególnie ważne przy "wysokoindukcyjnej" cewce antenowej na falach średnich, powszechnie zresztą obecnie stosowanej. Cewka ta dostraja się z przeciętną anteną do fali położonej powyżej zakresu średniofalowego, a więc w pobliżu P.F.

Istnieje, poza już omówionymi, jeszcze jeden powód gwizdów. Powstają one mianowicie gdy dostroimy odbiornik do czestotliwości równej jednej z harmonicznych P.F. Jeśli więc nastawimy aparat na 256 kc to we wzmacniaczu P.F. wytworzy się normalnie P.F. = 128 kc. Lecz w nieliniowym z natury rzeczy detektorze powstaną harmoniczne P.F.: 256 kc, 384 kc, 512 kc, 640 kc itd. Jeśli wyeliminowanie tych harmonicznych po detekcji nie będzie idealne i ekranowanie niedoskonałe, ślad np. 256 może powrócić do anteny lub siatki wstępnej i powstanie interferencja. I tu niska P. F. daje więcej okazji do gwizdów, ponieważ więcej wielokrotnych jej mieści się w odbieranych zakresach. Oczywiście że najgroźniejsze, bo najsilniejsze, są harmoniczne druga i trzecia.

Na tym nasz przegląd niedomagań superheterodyny kończymy. Zajmowaliśmy się w nim interferencjami, jakie są właściwe odbiorowi

Tabela 2 i 3

P. F. 128 Kc		Czesto	tliwości	na któ:	rych mo:	žna zna	leźć int	erferen	cie od		
Rodzaj interferencji	W-wy 224 Kc	Sdańska 284,6 Kc	W-wy 758 Ke	Poznanja 888 Ka	,	Toronia 906 Kc	Krakowa 10/2 Kc	Katewic 1231 Kc	łośzi 1335 Ke	\$zezecina 1388 Kc	Wzór
Fala zwierciadlana	_		_	612	694	730	766	975	1083	1124	$f_{\rm X}~-~2f_{\rm p}$
Wytworzenie					! !	:					,
2-ej harmonicznej PF	160	220,6	694	804	886	922	958	1167	1275	1316	$f_x - \frac{1}{2} f_p$
2-ej " "			566	676	758	794	830	1039	1147	1188	$f_x = \frac{3}{2} f_p$
3-ej ., ,,	-	-	673	783	865	901	937	1146	1254	1295	$f_x \sim \frac{2}{3} f_p$
3-ej ,. ,,		-	588	698	780	816	852	1061	1169	1210	$f_x \rightarrow \frac{4}{3} f_p$
Dudnienia na siatce sterującej				<u> </u> 							
podstawowe	_	156,6	630	740	822	858	894	1103	1211	1252	f _R - f _p
	352	412,6	886	996	1078	1114	1150	1359	1467	1508	$f_x + f_p$
2a harmoniczna	-	348,8	822	932	1014	1050	1086	1295	1403	1444	$f_z + \frac{1}{2} f_p$
3a "	181	241,6	715	825	907	943	979	1188	1296	1337	$f_x + \frac{1}{3}f_p$
3a .,	267	327,6	801	911	993	1029	1065	1274	1382	1428	$f_R - \frac{1}{3} f_p$
Harmoniczne oscylatora							,				
2a harmoniczna 2a	320	185,2	1388 1132	1352	1516	_	_		_	-	$2 f_x - f_p$ $2 f_x - 3 f_p$
3a ' "	416	-		<u> </u>	1910	_	_	-	_		3 fx - 2 fo
3a ,,	160	241,8			_	_	_	_			3 fz 4 fp
D D 400 W-	Częstotliwości na których można znaleźć interferencje od										
P. F. 468 Kc		Często	tliwości	na któr	ych moż	ina zna	leźć int	erferenc	eje od		Wate
Rodzaj fz interferencji	W-wy 224 Kc	Często Glańska 284,8 Kc	H-wy 159 Kc		ych moż Wiicławia 850 Ke	I srania 186 Kc	Kralowa 1822 Kg	erferenc Katawic 1231 Kc	tedzi 1938 Kg	Szczecina 1380 Kc	Wzór
Rodzaj		Edańska	W-wy 758 Kc	Peznania	Wrocławia	Terania	Krahowa	Katewic	Łodzi		Wzór
Rodzaj fz interferencji		Edańska	W-wy 758 Kc	Peznania 868 Kc	Wrocławia	Terania	Krahowa	Katewic	Łodzi	1380 Kc	
Rodzaj fx interferencji Fala zwiercjadlana		Edańska	W-wy 758 Kc	Peznania 868 Kc	Wrocławia	Terania	Krahowa	Katewic	Łodzi	1380 Kc	fx 2 fp
Rodzaj fz interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie		Edańska	W-wy 758 Kc	Реглавів В68 Кс	Wrocławia 850 Ke	Turania 888 Kc	Krahowa 1022 Kc	Katewic 1231 Kc	tedzi 1338 Kc	1380 Kc	fx 2fp
Rodzaj fx interferencji Fala zwiercjadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF		Edańska	W-wy 758 Kc	Реглавів В68 Кс	Wrocławia 850 Ke	Turania 888 Kc	Krahowa 1022 Kc	Katewic 1231 Kc	tedzi 1338 Ko —	1380 Kc 444 1146	fx 2 fp
Rodzaj fr interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF		Edańska	W-wy 758 Kc	Peznania BES IC	Wincławia 950 Kc	Terania SBS Kc 752	Krahowa 1022 Kc — 788	Katewic 1231 Kc	1105 637	1380 Kc 444 1146 678	$f_{x} = 2 f_{p}$ $f_{x} = -\frac{1}{2} f_{p}$ $f_{x} = -\frac{3}{2} f_{p}$
Rodzaj fr interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF 3-ej - "		Edańska	W-wy 758 Kc	Peznania BES IC	Wincławia 950 Kc	Terania SBS Kc 752	Krahowa 1022 Kc — 788	Katewic 1231 Kc	1105 637 1027	1380 Kc 444 1146 678 1068	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$
Rodzaj fr interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF 3-ej Judnienia na statce		Edańska	W-wy 758 Kc	Peznania BES IC	Wincławia 950 Kc	Terania SBS Kc 752	Krahowa 1022 Kc — 788	Katewic 1231 Kc	1105 637 1027	1380 Kc 444 1146 678 1068	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$
Rodzaj fr interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF 3-ej " 3-ej " Dudnienia na statce sterującej		Edańska	W-wy 758 Kc	Peznania BES IC	Wincławia 950 Kc	Terania SBS Kc 752	Krahowa 1022 Kc — 788	######################################	1105 637 1027 725	1380 Kc 444 1146 678 1068 766	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$
Rodzaj fr interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF 3-ej " 3-ej " Dudnienia na statce sterującej		Edańska	W-wy 758 Kc	634 	Wincławia 950 Ke 716 	752 	788 . 710	######################################	1105 637 1027 725	1380 Kc 444 1146 678 1068 766	$f_{x} = 2 f_{p}$ $f_{x} = \frac{1}{2} f_{p}$ $f_{x} = \frac{3}{2} f_{p}$ $f_{x} = \frac{2}{3} f_{p}$ $f_{x} = \frac{4}{3} f_{p}$ $f_{x} = f_{p}$ $f_{x} + f_{p}$ $f_{x} + \frac{1}{2} f_{p}$
Rodzaj fr interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF 3-ej " 3-ej " Dudnienia na s.atce sterującej podstawowe		Edańska	W-wy 758 Kc	634 556 1336	Wincławia 950 Kc 716 ———————————————————————————————————	752 	788 - 710	997 919 763	1105 637 1027 725	1380 Kc 444 1146 678 1068 766	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$
Rodzaj interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF 3-ej " 3-ej " Dudnienia na statce sterującej podstawowe 2a harmoniczna	224 fc	Edańska	W-wy 758 Kc	634 	Winclawia 950 Kc 716 	752 	788 - 710 1490 1256	997 919 1465	1105 637 1027 725	1380 Kc 444 1146 678 1068 766	$f_{x} = 2 f_{p}$ $f_{x} = \frac{1}{2} f_{p}$ $f_{x} = \frac{3}{2} f_{p}$ $f_{x} = \frac{2}{3} f_{p}$ $f_{x} = \frac{4}{3} f_{p}$ $f_{x} = f_{p}$ $f_{x} + f_{p}$ $f_{x} + \frac{1}{2} f_{p}$
Rodzaj fr interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF 3-ej " 3-ej " 3-ej " 2-ej " 2-ej harmonicznej PF 3-ej " 3	224 fc	Edańska	W-wy 758 Kc 1226 992 914	634 	Wincławia 950 Kc 716 	752 	788 - 710 1490 1256	997 - 919 - 763 - 1465	1105 637 1027 725 871 — 1495	1380 Kc 444 1146 678 1068 766	$f_{x} = 2 f_{p}$ $f_{x} = \frac{1}{2} f_{p}$ $f_{x} = \frac{3}{2} f_{p}$ $f_{x} = \frac{2}{3} f_{p}$ $f_{x} = \frac{4}{3} f_{p}$ $f_{x} + f_{p}$ $f_{x} + \frac{1}{2} f_{p}$ $f_{x} + \frac{1}{3} f_{p}$
Rodzaj interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF 3-ej " 3-ej " 3-ej " Dudnienia na statce sterującej podstawowe 2a harmoniczna 3a " 3a " Harmoniczne oscylatora 2a harmoniczna	224 fc	Edańska	W-wy 758 Kc 1226 992 914	634 	Wincławia 950 Kc 716 	752 	788 - 710 1490 11256 1178	997	1105 637 1027 725 871 — 1495 1183	1380 Kc 444 1146 678 1068 766	$ f_{x} = 2 f_{p} f_{x} = \frac{1}{2} f_{p} f_{x} = \frac{3}{2} f_{p} f_{x} = \frac{2}{3} f_{p} f_{x} = \frac{4}{3} f_{p} f_{x} + f_{p} f_{x} + \frac{1}{2} f_{p} f_{x} + \frac{1}{3} f_{p} f_{x} = \frac{1}{3} f_{p} f_{y} = \frac{1}{3} f_{p} $
Rodzaj interferencji Fala zwierciadlana Wytworzenie 2-ej harmonicznej PF 2-ej harmonicznej PF 3-ej " 3-ej " 3-ej " Dudnienia na s.atce sterującej podstawowe 2a harmoniczna 3a " 3a " Harmoniczne oscylatora	224 fc	Edańska	W-wy 758 Kc 1226 992 914 602	634 	Wincławia 950 Kc 716 	752 	788 . 710 1490 1256 1178 866	997 - 919 - 763 - 1465	1105 637 1027 725 871 — 1495	1380 Kc 444 1146 678 1068 766	$ f_{x} = \frac{1}{2} f_{p} \\ f_{x} = \frac{3}{2} f_{p} \\ f_{x} = \frac{3}{2} f_{p} \\ f_{x} = \frac{2}{3} f_{p} \\ f_{x} = \frac{4}{3} f_{p} \\ f_{x} + \frac{1}{2} f_{p} \\ f_{x} + \frac{1}{3} f_{p} \\ f_{x} = \frac{1}{3} f_{p} $

z przemianą częstotliwości lecz — przy aparacie zasadniczo w porządku, nieuszkodzonym. Takie np. gwizdy jakie obserwujemy na każdej kolejno stacji gdy wzmacniacz P.F. wzbudza się lub gdy dudnią dwie zbyt blisko położone stacje itp. nie wchodzą w zakres niniejszego opracowania.

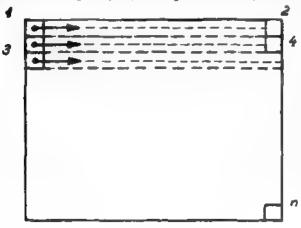
To dość długie podkreślanie niedomagań nie

nasunie jednak nikomu falszywego przypuszczenia, że superheterodyna jest tworem bardzo niedoskonałym. Każdy wie z praktyki, że można na niej, mimo tłoku w eterze, odebrać czysto wiele stacji. Na słabe punkty odbioru nauczymy się jednak patrzeć krytycznie i jeśli choć część z nich zdołamy usunąć, cel artykułu zostanie spełniony.

Inż. Tadeusz Bzowski

Telewizja (II)

Przystąpimy teraz do podstawowego dla telewizji pojęcia linii. Jeżeli obraz z rys. 1 należy rozłożyć na elementy w porządku szeregowym, to promień świetlny przy wybieraniu mechanicznym lub promień elektronowy przy wybieraniu elektronowym, o wymiarze elementu analizującego, należy przesuwać poziomo od punktu 1 (początek) do punktu 2 (koniec).



Rys. 1 Rozłożenie obrazu telewizyjnego na linie oraz linii na poszczególne elementy

Otrzymamy w ten sposób wszystkie natężenia zawarte w pierwszej linii obrazu. Następnie ten sam premień musi przejść linię drugą, leżącą poniżej pierwszej (3 — 4). Trzecia linia leży ped drugą itd. Po dojściu promienia świetlnego do punktu "n" cały obraz został zanalizowany, t.j. został nadany jeden obraz przez rozłożenie go na Z linii w porządku szeregowym.

Dalej następuje nadawanie drugiego obrazu

od p. I do p. n itd. itd.

Promień analizujący posiada 2 ruchy: jeden szybki poziomy oraz drugi ruch powolny — pionowy. Ten sposób analizy nazywamy "kolejno-liniowym". Inny sposób obecnie stosowany w telewizji elektronowej zwany "międzyliniowym" stosuje nadawanie najpierw linii nieparzystych 1 — 3 — 5 — 7 itd., a następnie powrót do początku (prawie) i nadawanie linii parzystych 2 — 4 — 6 — 8 itd. W ten sposób liczba obrazów na sekundę pozostaje bez zmia-

ny, lecz zmniejsza się do zupełnej likwidacji efekt migotania. Podobną technikę stosuje nowoczesna kinematografia, film przebiega bowiem z szybkością 32 "klatek" na sekundę lecz każdą z nich rzuca się dwukrotnie na ekran, dwoma błyskami odpowiednio krótszymi, uzyskując migotanie odpowiadające 64 klatkom na sekundę.

Przy nadawaniu elementów obrazu intensywność oświetlenia różnych detali, a więc i elementów stale się zmienia. Przy przemianie w fotokomórce impulsów świetlnych na prąd elektryczny (patrz rys. 2) powstaje prąd pulsujący o zmiennej amolitudzie. Znajomość wstęgi częstotliwości w jakiej zawarte jest przekazywanie obrazu pozwala na właściwe obliczenie wzmacniaczy słabych impulsów fotoelektrycznych.

Maksymalna częstotliwość powstanie wówczas gdy sąsiednie elementy kolejno będą miały krańcowo różne intensywności oświetlenia (rysunek 4).

Czas przeskoku z jednego elementu do drugiego oznaczamy przez t₁, wtedy

$$t_1 = \frac{2}{N n}$$

gdzie N to ilość elementów rozłożenia a n liczba obrazów na sekunde.

Jeżeli liczba elementów w jednej linii wynosi KZ a obraz jest rozłożony na Z linii o szerokości każda równej jednemu elementowi rozłożenia to całkowita liczba elementów N wyniesie

$$N = Z \cdot KZ = KZ^2$$

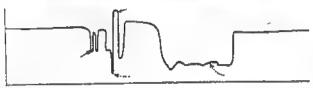
Stąd wyznaczymy częstotliwość maksymalną

$$f_{max} = \frac{1}{t_1} = \frac{N n}{2} = \frac{K Z^2 n}{2}$$

Najmniejszą częstotliwość otrzymamy gdy przekażemy obraz jak na rys. 5. Wówczas okres zman t_{min} będzie równy okresowi zmian obrazów na sekundę a więc:

$$t_a = \frac{1}{n} i f_{min} = n$$

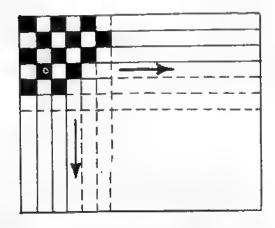




Rys. 2
a) Obraz przygotowany do analizy, b) Przebieg prądu
w fotokomórce przy analizie linii biegnącej przez oko

Doświadczenie wykazuje, że przy kącie a=3 i przy liczbie elementów 100000 powstaje obraz którego jakość możemy uznać za wystarczającą. Obraz taki będzie miał około 300 linii. Bardzo dobry obraz otrzymamy przy a = 1' i liczbie elementów 1000000, czemu odpowiada 900 linii. Widmo częstotliwości wyniesie odpowiednio

dla Z = 300 linii $f_{max} \simeq 1,25$ Mc/s dia Z = 900 linii $f_{max} \simeq 12,5$ Mc/s



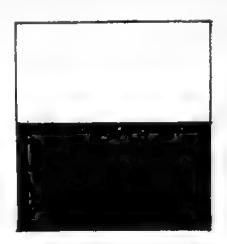
Rys. 4

Obraz, przy którym uzyskuje się maksimum częstotliwości widma telewizyjnego. Jest to biało-czarna szachownica o wielkości pola równej wymiarom jednego elementu



Rys. 3 Obraz otrzymany z analizy wg rys. 2 na odbiorniku o definicji 441 limi

Jeśli zaś widma mają być przeniesione przez falę nośną, to aby tłumienie wsteg bocznych nie przekroczyło dozwolonej normy, częstotliwość fali nośnej musi być około 10 razy większa od najwyższej częstotliwości modulacji $f_{\rm max}$. Przy definicji 441 linii ($f_{\rm max}=3,22$ Mc/s)



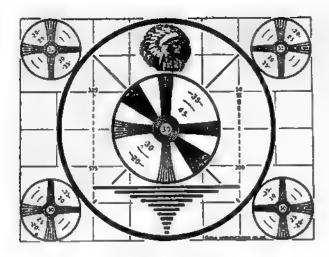
Rys. 5

Obraz, przy którym uzyskuje się minimum częstotliwości widma telewizyjnego. Obraz przedstawia dwa pół pola: jedno białe, drugie czarne

częstotliwość nośna musi być co najmniej równa 32 Mc/s (długość fali 9,4 metra).

Widmo częstotliwości modulacji obejmuje normalnie wstęgi, górną i dolną o ogólnej szerokości 2 f_{max}. Dla telewizji przewidziano więc 13 kanałów o szerokości 6 Mc/s każdy w zakresie 44 — 216 Mc/s (λ 6,8 — 1,4 mtr).

Kanał telewizyjny można zwęzić bez szkody dla jakości obrazu przez zastosowanie t.zw. modulacji jednowstęgowej, przy której szerokość wstęgi nieznacznie tylko przekracza f_{max}.



Rys. 6 Obraz nadawany

Obecnie zastanówmy się ogólnie nad jednym z najważniejszych procesów tj. synchronizacją.

Ze względu na rozłożenie obrazu w nadainiku na kolejne elementy i przesyłanie ich drogą radiową, bezwzględnie ważne jest, aby po odbiorze w odbiorniku tj. po złożeniu ich z powrotem w obraz, każdy element znajdował się na odpowiednim miejscu.

Jeżeli np. linie w odebranym obrazie nie leżą dokładnie w tych samych miejscach co i w nadawanym, otrzymamy obraz zniekształcony, a mianowicie część elementów z jednej linii będzie znajdowała się na drugiej itd. To samo możemy powiedzieć o częstotliwości zmian obrazów — gdy częstotliwości te w nadajniku i odbiorniku nie są równe, wówczas część linii z jednego obrazu znajdzie się na



Rys. 7

Zdjęcie w danym momencie. Obraz stale się zmienia w kierunku pionowym i poziomym nie pozwalając na stabilny odbiór. Brak synchronizacji linii i zmian obrazów drugim obrazie itd. Przy czym charakter tych zmian, zarówno dla braku jednakowego czasu trwania linii i obrazu, jest stale zmieniający się — daje to w rezultacie obraz zmieszany, nie określony — odbiór staje się niemożliwy (rys. 6, 7, 8).

Praktycznie określono, że knie należy synchronizować z dokładnością 0,25% czasu jej trwania t.j. aby przesunięcie między obrazem nadanym i odebranym nie było większe niż jeden element (dla definicji 441 linii). Przy odpowiednio mniejszej definicji, przesunięcie musi być mniejsze. Przy synchronizacji ilości zmian obrazów (pionowy ruch analizy) warunki są bardziej ostre. Dokładność tutaj jest rzędu 0,05% czasu trwania okresu jednego obrazu.

Oprócz synchronizacji konieczna jest współbieżność obrazów i linii t.zn. aby początki obrazu nadawanego i odebranego zaczynały się w tym samym miejscu.

Zdarzyć się bowiem może, że jakkolwiek istnieje synchronizacja linii i obrazu, to obraz nie jest w ramce — występuje jakby przecięcie go na cztery części. (Rys. 9, 10).

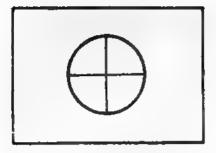
Przez wysyłanie po każdej nadanej linii i obrazu odpowiednich impulsów uzyskuje się dobrą synchronizację. Oczywiście, że wówczas kiedy wysyłamy impulsy synchronizujące, to nie możemy wysyłać impulsów wizji, zatem czas trwania tych ostatnich jest skrócony. Praktycznie czas trwania impulsów synchronizujących dla dobrego odbioru stanowi około 10% czasu trwania synchronizowanej częstotliwości.

Oprócz tego, celem wydzielenia w odbiorniku impulsów synchronizujących z całkowitego sygnału modulującego, muszą one posiadać polaryzację przeciwną impulsom wizji i odpowiednią amplitudę (Rys. 11). Odpowiednio



Rys. 8

Zdjęcie w danym momencie. Obraz stale się zmienia w kierunku poziomym. Brak synchronizacji linii.



Rys. 9. Obraz nadawany

spolaryzowany całkowity sygnał modulujący przyłożony na siatkę lampy (Rys. 12) posiadającej duży minus, wydzieli sygnały synchronizujące.

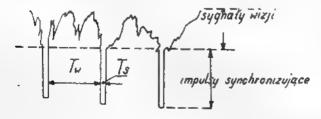
Dokładniejsze omówienie sposobów synchronizacji i współbieżności obrazów nastąpi oddzielnie przy systemie mechanicznym i elektronowym, ze względu na ich różnice.

Mechaniczne systemy telewizyjne

Na początku rozpatrzymy urządzenie nadawcze. Poprzednie rozważania pozwolą nam na zrozumienie schematu blokowego urządzenia nadawczego. (Rys. 13). Na jego tle omówimy wszystkie elementy w sposób wystarczający dla uzyskania pełnego obrazu pracy i potrzeb z tym związanych.

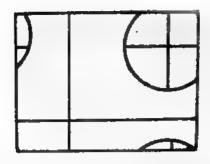
Ze schematu widać, że urządzenie modulacji obrazu zawiera urządzenie do: analizy obrazu, zamiany energii świetlnej na elektryczną, wzmacniania słabych impulsów fotoelektrycznych i mieszania ich z impulsami synchronizującymi. Ze względu na uniknięcie dużych pojemności, szkodliwych dla wysokich częstotliwości wizji, fotokomórkę umieszcza się jak najbliżej wzmacniacza. Dlatego sam wzmacniacz rozbija się na dwie części: przedwzmacniacz umieszczamy w urządzeniu A i wzmacniacz napięciowy modulatora wraz ze stopniem mocy jako modulatorem w części C. Ze względu na szeroką wstęgę częstotliwości modulator musi posiadać dużą moc wyjściową.

We wzmacniaczu napięciowym modulatora następuje zmieszanie sygnałów wizji z impul-



Rys. 11.

Obraz całkowitego sygnału modulacyjnego. Tw — czas trwania sygnałów wizji. Ts — czas trwania impulsów synchronizujących

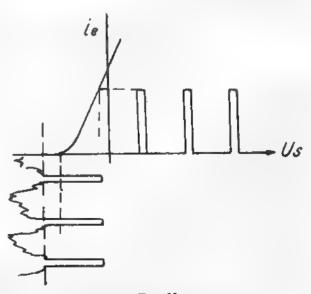


Rys. 10. Obraz odebrany przy braku współbieżności

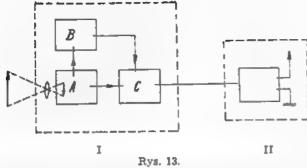
sami synchronizującymi. Układ nadawczy wielkiej częstotliwości zawiera oprócz normalnych elementów nadajnika t.j. oscylatora sterującego, separatora, modulatora, wzmacniacza mocy i anteny, układ filtru jednowstęgowego, który jak już wiemy, pozwala nam zwęzić wstęgę zajmowaną przez stację.

Na właściwym miejscu opiszemy układy modulacyjne, filtry jednowstęgowe, feedery, enteny oraz zagadnienie fonii towarzyszącej.

Przechodząc do omówienia poszczególnych elementów zajmiemy się w pierwszym rzędzie układem analizującym i jego rodzajami. Przeważnie mechaniczny system analizy używa się również i do syntezy, więc właściwie omówimy je razem. Podobieństwo pracy obu systemów jest bardzo duże; w obu wypadkach na układ analizujący rzucamy promień światła. W urządzeniu analizującym otrzymuje on 2 ruchy: poziomy i pionowy, co daje w efekcie "liniowanie" obrazu lub inaczej t.zw. "rozwinięcie w obraz". Co się tyczy różnicy działania, to przy nadawaniu musimy systemem "rozwijającym" zmodulować padający promień, zaś w odbiorniku — promień zmodulowany

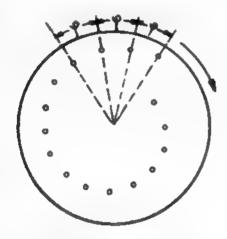


Rys. 12.
Wydzielanie impulsów synchronizujących

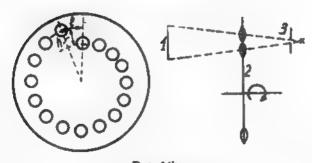


Schemat blokowy aparatury nadawczej, gdzie I — urządzenie modulacji obrazu, A — urządzenie synchronizującee wraz z przemianą energii świetlnej na elektryczną i wstępnym jej wzmocnieniem, B — urządzenie synchronizujące, C — urządzenie wzmacniające i mieszające, II — urządzenie nadawcze wielkiej częstotł.wości.

musimy "rozwinąć w obraz". Uzyskujemy to za pomocą tego samego systemu analizującego. Z układem analizującym jest sprzegnięty system optyczny oraz układ do zamiany impulsów świetlnych na elektryczne, składający się jak już zaznaczyliśmy poprzednio, z fotokomórki i wzmacniacza wstępnego. Z tego względu przy opisywaniu systemu analizującego musimy również naszkicować układ fotokomórki celem uplastycznienia współpracy między nimi.



Rys. 14a. Tarcza Nipkowa



Rys. 14b. Tarcza soczewkowa

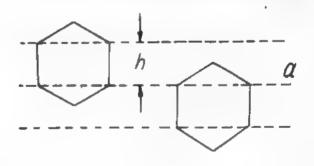
Pierwszym układem analizującym, który również stosujemy i do syntezy jest układ z tzw. jednospiralną tarczą Nipkowa. Jest to tarcza nieprzezroczysta, płaska, po prostu koło wycięte z cienkiej (± 0,1 → 0,3mm) twardej blachy aluminiowej lub innej. Również możemy wykonać ją z odpowiedniej tektury. Na tarczy naniesiony jest rząd otworów, o powierzchni równej elementowi analizującemu ułożonych na jednozwojowej linii spiralne (Rys. 14).

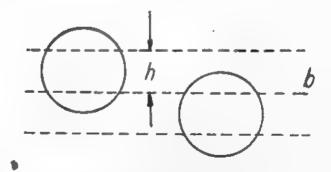
Otwory mogą mieć kształt: kwadratowy, kołowy, sześciokątny. (Rys. 15). Odległość kątowa między otworami $\varphi = \frac{2\pi}{7}$ (gdzie Z — ilość

linii). Liczba otworów równa się ilości linii. Odległość każdego następnego otworu od środka tarczy jest mniejsza o wysokość elementu analizującego t.j. o wysokość otworu.

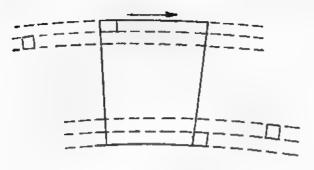
Otwory mogą mieć kształt kwadratowy, kołowy, sześciokątny. (Rys. 15). Odległość kątotworu diafragmy jest równa odległości 2-ch sąsiednich otworów, zaś wysokość — różnicy promieni skrajnych otworów. (Rys. 16). Jeżeli tarczę Nipkowa będziemy obracali, wówczas w każdym momencie tylko jeden otwór analizujący znajdzie się w okienku diafragmy, przy czym poruszać się on będzie z lewa w prawo po obwodzie koła. Każdy następny otwór będzie przebiegał przez coraz to niższą część okienka diafragmy. (Rys. 16).

W ten sposób po 1 obrocie tarczy całe okno zostanie kolejno przeanalizowane. W następnym obrocie tarczy proces analizy zacznie się





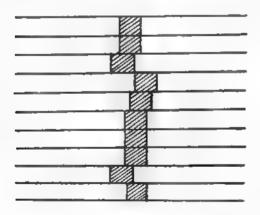
Rys. 15. Rodzaje otworów analizujących w tarczy Nipkowa



Rys. 16

Otwór diafragmy i kierunek ruchu otworów tarczy Nipkowa

od początku-- przeanalizowany będzie drugi obraz itd. Ilość obrotów tarczy w sekundzie stanowić będzie liczbę zmian obrazów na sekunde. Umieścimy jakiś obraz oświetlony przed tarczą (Rys. 17) i za pomocą systemu optycznego sprojektujemy go na tarczę na wielkość otworu diafragmy. Światło od niego bedzie przechodziło tylko przez otwory poruszającej się tarczy. Jasność przechodzącego światła będzie się zmieniała w zależności od jasności rzuconego na tarczę obrazu. Umieszczając z przeciwnej strony tarczy, fotokomórkę ze wzmacniaczem zarejestrujemy, w skali napięciowej, zmiany intensywności światła na obrazie. Całe urządzenie rys. 17 nazywamy krótko kamerą.

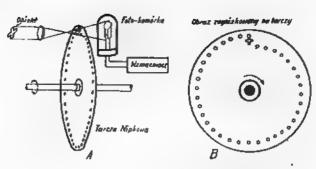


Rys. 18

Zniekształcenie przy nadawaniu pionowego pręta jeśli otwory nie są rozmieszczone na jednakowych kątach

Precyzja rozmieszczenia i wykona da otworów w tarczy jest bardzo ważna.

Gdy otwory będą rozmieszczone nie na jednakowych kątach p wówczas przy nadawaniu np. pionowego pręta uwidoczni się zniekształcenie jak na rys. 18. W wypadku nierównych odległości otworów od siebie wzdłuż promienia, uzyskuje się obraz nierównej jasności — pasy poziome i pioniowe jaśniejsze i ciemniejsze.



Rys. 17

Układ analizujący z tarczą Nipkowa

(Rys. 19). Z prostych zależności matematycznych łatwo wyprowadzić, , że:

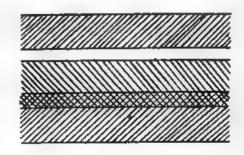
$$r_{tr.} = \frac{K Z \epsilon}{\varphi} = \frac{K Z^2 \epsilon}{2\pi}$$
; oraz $Q = bh = \frac{4\pi^2 r_{tr.}^2}{K Z^2}$:

gdzie: r — promień średniego otworu na tarczy

s — skuteczna wysokość elementu nalizującego (otworu)

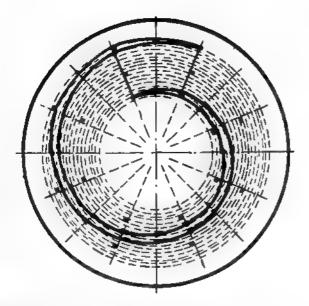
Q — powierzchnia obrazu na tarczy
b — szerokość """"

Wadą tarczy jednozwojowej jest szybki wzrost jej promienia ze wzrostem liczby linii, co widać ze wzoru np. przy Z = 100 i z = 0,3 mm — rs. = 62,5 cm, podczas gdy obraz uzyskany na tarczy wynosi 3 × 4 cm. Zmniejszenie średnicy tarczy przez zmniejszenie i jest niekorzystne ze zględu na małe ilości światła przechodzącego przez otwory. Poza tym zmniejszeniu otworów stoi na przeszkodzie zjawisko dyfrakcji. Praktycznie jednozwojowe tarcze Nipkowa służą do przekazywania obrazów o niedużej jakości (do 100 linii). Dopiero zastosowanie tarczy wielozwojowej pozwała powiększyć jakość przesyłanego obrazu do 200 linii.



Rys. 19

N'erównemierna jesność — nierówne odległości promieniowe otworów od siebie



Rys. 20. Spiralna tarcza Nipkowa na 16 linii analizy z ruchomą diafragmą o specjalnym wykroju

W wielozwojowej tarczy, gdy Z otworów rozmieszczonych jest o kilku spiralach (liczba spirali p), wówczas przy jednym obrocie tarczy

na jednej spirali znajduje się
$$\mathbf{Z'} = \frac{\mathbf{Z}}{p}$$
 otwo-

rów. Spółczynnik kształtu obrazu wzrośnie do wielkości K'=Kp, gdyż wysokość obrazu nadanego za jednym obrotem tarczy zmalała prazy. Kąt ϕ' rozmieszczenia otworów na tar-

czy wyniesie
$$\phi' = \frac{2\pi}{Z'} = \frac{2\pi}{Z} p = \phi Z$$
. Dla przy-

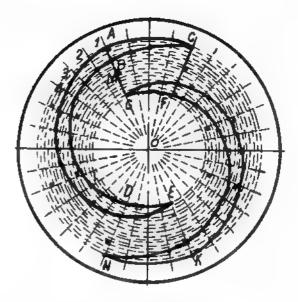
kładu — rys. 20 przedstawia tarczę dwuzwojową na 16 linii.

Jednakże najważniejszą zaletą tarczy wielospiralnej jest jej mały wymiar. Ze wzoru na średni promień mamy po podstawieniu wartości na K', ϕ' i Z'

$$r_{sr} = \frac{K'Z'\epsilon}{\phi'} = \frac{KpZ\epsilon Z}{2\pi p \cdot p} = \frac{KZ^{s}\epsilon}{2\pi p} = \frac{r_{sr}}{p}$$



Rys. 22 Dwuspiralna tarcza Nipkowa z ekscentrycznie umieszczoną diafragmą



Rys. 21. Spiralna tarcza Nipkowa na 16 linii

Czyli ze wzrostem liczby spirali średni promień taczy maleje. Natomiast szybkość obrotów wzrośnie p razy, gdyż w tym samym czasie musimy nadać wszystkie linie. Również ze względu na nierówność $\phi'>\phi$, przy wielospiralnej tarczy otrzymamy tory otworów bardziej zakrzywione niż przy jednospiralnej. Tarczą spiralną nie możemy analizować obrazu w ten sposób, jak to miało miejsce przy tarczy jednospiralnej, gdyż w ramce diafragmy znajdują się jednocześnie 2 otwory analizujące. Należy zatem jeden z nich przesłonić, co uzyskujemy dając diafragmę z odpowiednim wy-krojem. Najbardziej rozpowszechniona jest tarcza umieszczona koncentrycznie z tarczą analizującą ale obracająca się z szybkością kątową p razy mniejszą. (Rys. 20). Tarcza taka odsłaniać będzie kolejno wszystkie otwory znajdujące się na wszystkich spiralach. Oba dyski winny obracać się z dużą stałością i winny być tak ustawione, aby na początku obrazu pierwszy otwór w ramce wpadał na początek spiralnej szczeliny diafragmy. Oprócz jednoszczelinowej diafragmy można stosować dwu i więcej szczelinowe (Rys. 21) oraz ekscen-trycznie umieszczoną diafragmę z wieloma szczelinami (Rys. 22) podobnie jak w kinie.

Tarcza Nipkowa, jak już zaznaczyliśmy, pozwala otrzymać niewielkie obrazy zawarte w ramce ograniczającej diafragmy oraz daje małe ilości światła, oglądanie więc przez kilka osób jest bardzo utrudnione. Tarcza soczewkowa (Rys. 14b) pozwala przy odbiorze znacznie lepiej wykorzystać światło i daje większe obrazy. Różni się ona od tarczy Nipkowa tym, że zamiast małych otworów analizujących umieszcza się soczewki zbierające, które pozwalają projektować obraz na ekran. (d. c. n.)

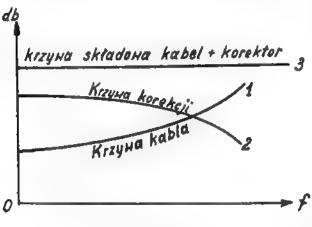
Przesyłanie programów radiowych drogą kablową

Część VI: Korektory*)

Korektorem nazywamy układ składający się zazwyczaj z oporów, kondensatorów i cewek, a więc z oporności R, pojemności C i indukcyjności L. Układ ten pozwala dopasować krzywą wzmocnienia wzmacniaka, do krzywej tłumienia kabla. Aby nie było zniekształceń przy przesyłaniu drogą kablową słowa czy muzyki, wszystkie częstotliwości wchodzące w zakres przesyłanego pasma, winny być przenoszone z jednakowym tłumieniem, lub wzmocnieniem i z jednakową szybkością.

Układy korekcyjne nie eliminują jednak całkowicie zniekształceń liniowych, ponieważ ich charakterystyki tłumienia nie zgadzają się z odpowiednimi charakterystykami korektorów idealnych, wyjątek mogą stanowić pewne częstotliwości na tonach wyższych. Zasadniczo nie ma idealnego korektora, który pozwoliłby otrzymać przy pewnym paśmie częstotliwości idealnie prostą linię korekcji, jak to mamy na rys. 1 (linia 3).

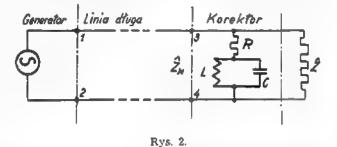
Ponieważ jest tu mowa o korektorach przeznaczonych dla linii kablowych, które przeważnie są pupinizowane przeto, dla lepszego zro-



Rys. 1.

zumienia działania korektorów musimy odróżnić działanie korektorów od działania pupinizacji.

Pupinizacja zmniejsza zniekształcenia liniowe do pewnej częstotliwości granicznej i zarazem zmniejsza tłumienie w danym pasmie częstotliwości. Korekcja zaś wyrównuje krzywą charakterystyki kabla, a więc w tym celu zmniejsza lub zwiększa jego tłumienie w danym zakresie częstotliwości dążąc do linii prostej (Rys. 1). Niezależnie od tego, że zadaniem korektora jest skompensować zniekształcenia



tłumienia, aby otrzymać możliwie prostą charakterystykę kabla, w zależności od tłumienia i częstotliwości — każdy korektor dobrze dobrany musi kompensować i wpływy odbić.

Odróżniamy dwa zasadnicze rodzaje korektorów, pierwsze z nich to korektory o stałym oporze falowym i które są najwięcej używane, drugie, to korektory w układzie przeciwstawnym.

Najprostszym zamknięciem układu w naszym wypadku obwodu kablowego jest opór rzeczywisty np. 600 omów. Opór ten jest niezależny od częstotliwości. Charakterystyka przenoszenia niniejszego układu w wypadku ogólnym jest funkcją nie tylko tłumienia, ale i odbić.

Korektor należy tak zaprojektować aby kompensował nie tylko zniekształcenia tłumienia, ale i wpływy odbić. Korektory o stałym oporze falowym nie wpływają na warunki odbić i przy tych korektorach zwracamy tylko uwagę na charakterystykę tłumienia.

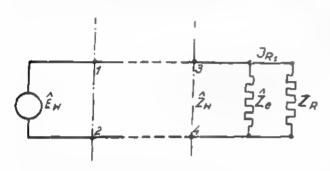
Praktycznie dla linii kablowych używamy tak zwanych korektorów dwójnikowych. Schemat takiego korektora przedstawia rys. 2. Przy częstotliwości rezonansowej układu równoległego (LC) tłumienie wprowadzone przez korektor winno być małe. Tłumienie przy oddaleniu się od częstotliwości rezonansowej winno wzrastać. Jeżeli rozpatrywany korektor ma korygować kabel, to częstotliwość rezonansowa winna równać się lub być większą od najwyższej przenoszonej częstotliwości.

Jeżeli układ korygowany jest zamknięty oporem pozornym Z_0 to korektor zmienia opór te-

^{*)} W dalszej części artykułu podano częściowo śtreszczenie rozdziału IX książki W. L. Everitta "Communication Engineering".

go zamknięcia i zmiana ta powinna być uwzględniona przy określaniu charakterystyki.

Rozpatrzmy wypadek gdy korektor jest włączony bocznikowo po stronie odbioru. Początkowy układ korygowany może być rozpatrywany jako generator o pewnym oporze wewnętrznym Z_w i pewnej SEM-ej E_w która równa się napięciu jałowemu pomiędzy zaciskami 3-4 (Rys. 2). Opór Z_w jest oporem mierzonym również między zaciskami 3-4.



Rys. 3.

Tłumienie wprowadzone przez korektor można określić stosunkiem prądów

$$I_R$$
: I_R .

Z rysunku 3 wynika:

$$\frac{I_{Rr}}{I_{Re}} = 1 + \frac{Z_R}{Z_e}$$

Jest to ogólne równanie korektora dwójnikowego, można go zastosować również i dla korektora o stałym oporze.

Opory Z_R i Z_e zależą od częstotliwości. Najważniejsze jest tu dobrać elementy Z_e tak, aby składowa rzeczywista wartości zespolonej wyrównywała zmiany tłumienia, które mamy w układzie, rys. 2.

Wartości te możemy określić ze wzoru:

$$Z_e = R_e + \frac{j\omega L_e}{1 - \omega^2 L_e C_e}$$

Jak widać mamy tu trzy zasadnicze elementy R_e , L_e , C_e , wobec tego tłumienie należy ustalić przy trzech częstotliwościach.

Na początku ustalamy częstotliwość rezonansową przy której tłumienie w korektorze musi równać się zeru.

$$F_1 = \frac{(R^1 + R_e)^2 + (X^1 + \omega L_e)^2}{(R_e)^2 + (\omega L_e)^2}$$

Po znalezieniu wartości dla ustalenia częstotliwości rezonansowej, możemy obrać dwie częstotliwości przy których ma miejsce korekcja. Wartość R¹ i X¹ możemy określić z równania ra F., z którego wynikają zasadniczo dwa równania o niewiadomych R. i L. Po odpowiednich przekształceniach otrzymamy

$$L_e = \frac{R^t}{P_o - 1} \frac{Q_o}{Q_o} \text{ oraz } R_c = \frac{R^t}{P_o - 1} \frac{Q_o}{Q_o}$$

gdzie
$$P_o = \left(\frac{R^1+R_c}{L_c}\right)^2$$
, a $Q = \left(\frac{R_c}{L_c}\right)^2$

Mając R_e i L_e możemy znaleźć dwie dalsze częstotliwości potrzebne do określenia tłumienia, a więc do korekcji. Jedną z częstotliwości znajdujemy na podstawie znalezionego R_e , ze wzoru

$$F_2 = \frac{(R_1^1 + R_2)^2 + (X_1^1)^2}{(R_2)^2}$$

Analogicznie znajdujemy trzecią częstotliwość

F3 na podstawie określonego Le-

Praktycznie, jeżeli mamy wyznaczyć korektor np. dla obwodu słabo pupinizowanego, przy zamknięciu go na jednym końcu oporem 600 Ω: Znajdujemy na wstępie opór pozorny dla dwóch różnych częstotliwości, a na podstawie tego znajdujemy opór pozorny R_b dla projektowanego korektora rys. 2.

Z równania dla trzeciej czestotliwości F_3 , znajdujemy indukcyjność $L_{\mathbb{R}}$ dla naszego ko-

rektora.

Mając indukcyjność możemy latwo znaleźć wartość pojemności C dla korektora wiedząc, że

$$C = \frac{1}{(\omega_r)^2 \cdot L_e} \label{eq:constraint}$$
 (d. c. n.)

Odpowiedzi Redakcji

Matusiak Antoni, Kraków,

W dwuzakresowym odbiorniku uniwersalnym Schaub Super 229 należy zastosować następujące lampy: CK2. CF7, CB2. CL4. CY1. Odbiornik ten pobiera z sieci taką moc, jak 60-cio watowa żarówka oświetleniowa

Gndowicz Jan. Gdańsk. — Cewka antenowa może być pominięta we wszystkich trzech zakresach — zmniejszy to selektywność odbiornika. Dane do wykonania cewek oscylatora dla zakresów średnio- i długofalowego znajdzie P. w Nr. 6 mies z 47 r. (potrzebna jest znajomość częstotliwości pośredniej, którą najlepiej byłoby zmierzyć generatorem sygnałowym)

Reron Wiktor, Dabrown Górnicza — Dane lamp:
1) RFG5, 2) RD12Ga. 3) RD12Ta są następujące:
1) żarzenie 6.3V/02A, Ua = 5500V; Ia = 10mA;
2) żarzenie 12.6V 0065A; Ua = 100V; Ia = 2mA. — detektor; 3) żarzenie 12.6 0,08; Ua = 100V; Ia = 24mA;
Us, = 0V, S = 6mA V; g = 20 wyjście. Lampy R224 nie znamy.

Super z jednym obwodem strojonym

Zapoznamy Czytelników z pewnym typem odbiornika superheterodynowego, który mimo prostoty daje stosunkowo dobre wyniki i może być wykonany przez średnio zaawansowanych radioamatorów.

Odbiornik tego typu został opracowany i zmontowany w laboratorium miesięcznika "Radio".

Obecnie przypominamy kilka zależności w aparatach z przemianą częstotliwości.

Częstotliwość średnią otrzymuje się przez zmieszanie dwóch częstotliwości f wejściowej i f oscylatora przy czym można to osiągnąć w wypadkach gdy

lub
$$\begin{array}{ccc} f_{poir} = f_{wej} - f_{oscyl} \\ f_{poir} = f_{oscyl} - f_{wej} \end{array}$$

tzn. że oscylator musi dostarczać do lampy mieszającej sygnał o częstotliwości większej lub mniejszej o pośrednią od częstotliwości sygnału wejściowego.

stad
$$f_{oscpl} = f_{urej} - f_{posr}$$

lub $f_{oscpl} = f_{wei} + f_{posr}$

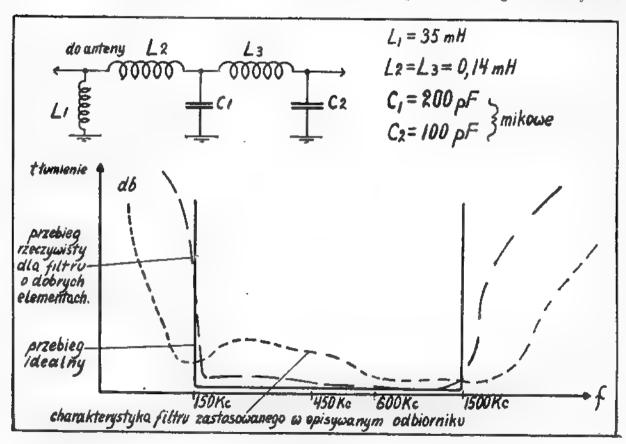
Zwykle dobiera się 'tak oscylator by jego częstotliwość była większa o f pośrednią od f sygnału przychodzącego (cewka oscylatora o mniejszej ilości zwojów niż cewka obwodu wejściowego).

Wybór częstotliwości pośredniej jest szczególnie ważny, gdyż od niej zależny jest nie tylko stosunek fosc maz do fosc mia (stąd dobór odpowiedniego kondensatora obrotowego do obwodu oscylatora), lecz również i położenie częstotliwości lustrzanej.

Poniższa tabelka podaje ciekawe zależności między f_{pot} , f_{ue} , f_{oscyl} i częstotliwością lustrzaną.

Z danych tabelki można wyciągnąć kilka ważnych wniosków. (Patrz str. 23).

1. stosunek częstotliwości f_{mex} i f_{min} dla obwodu wejściowego i oscylatora są różne, toteż kondensator oscylatora (w wypadku gdy pracuje na jednej osi z kondensatorem obwodu wejściowego) powinien mieć mniejszą pojemność od kondensatora obwodu wejściowego. Ponieważ zwykle stosuje się kondensatory jednakowe, przeto w szereg z obrotowym kon-

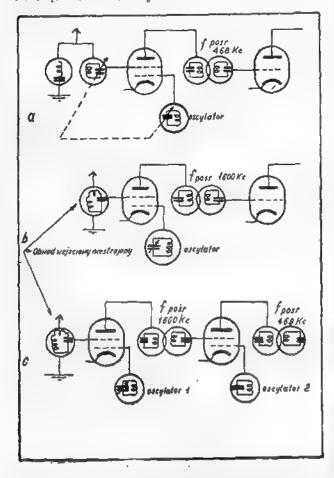


Częstotli-	Częstotliwo	ść wejściowa	Czestotliwoś	Częstotli-		
wość pośrednia f _{pośr} Kc/s	fwej Kc/s	Stosunek fwej -ax/ / fwej min	fosc Kc s	Stosunek fosc max / / fose min	wość łustrzana flustr Kc/s	
128	500 ÷ 1500	I: 3	628 ÷ 1628	1:2,6	756 ÷ 1756	
128	150 ÷ 450	1: 3	278 ÷ 578	1:2,07	406 ÷ 706	
468	500 1500	1:3	968 1968	1:2,04	1432 ÷ 2482	
468	150 ÷ 450	1:3	618 ÷ 918	1:1,48	1082 ÷ 1382	
1600	150 1500	1:10	1750 ÷ 3100	1:1,77	3350 ÷ 4700	

densatorem oscylatora (lub cewką) dołącza się stały kondensator tzw. padding celem otrzymania odpowiedniej wypadkowej pojemności obwodu dla osiągnięcia równobieżności kondensatorów oscylatora i obwodu wejściowego.

Pajemność paddingu jest krytyczna dla danego typu odbiornika i zależna jest od częstotliwości pośredniej i zakresu.

 Zakresy średnio i długofalowe będą miały różne paddingi, że względu na różne stosun ki czestotliwości oscylatora.



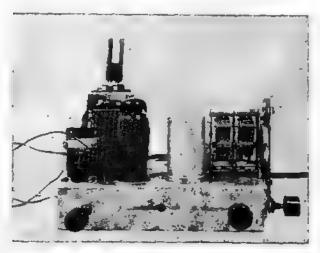
Rys. 2
a. schemat ideowy supera normalnego z częstotiiwością
pośrednią 468 kc; b. schemat supera z wysoką częstotliwością pośrednią 1600 kc i wejściem niestrojonym;
c. schemat supera z dwoma promieniami częstotliwości
i wejściem niestrojonym

3. Stosując dużą pośrednią np. 1600 Kc/s można jednym kondensatorem pokryć dwa zakresy — średnio i długofalowy— bez przełącznika. Tym właśnie zagadnieniem zajmiemy się obecnie.

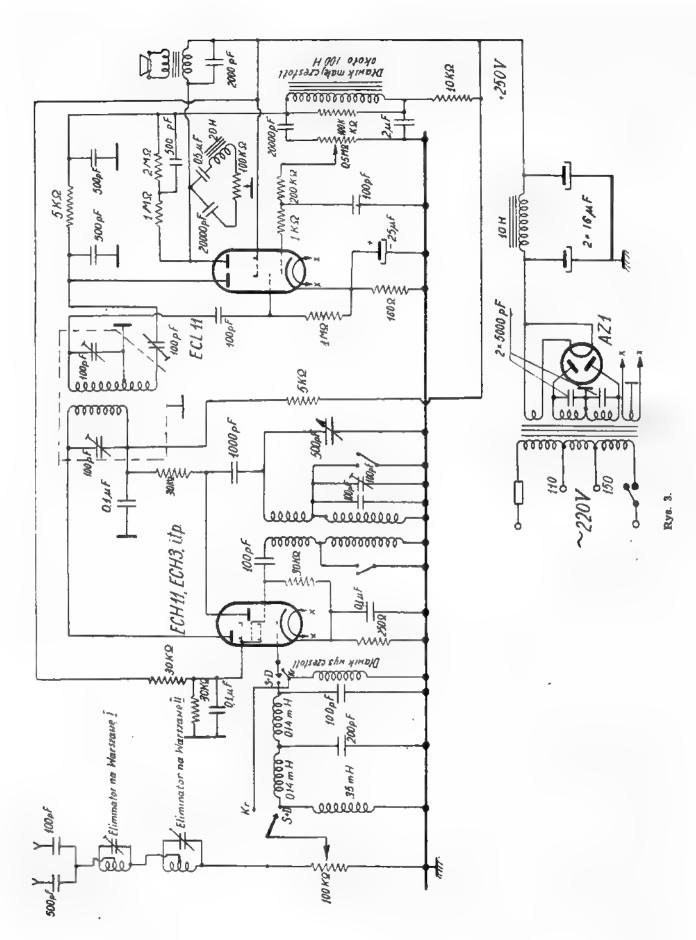
Stosowanie wysokiej średniej ma wiele zalet jak również i wad. Po pierwsze częstotliwości lustrzane są daleko poza zakresem, a po drugie, jak widać z punktu trzeciego, osiągnięcie odbioru dużego zakresu częstotliwości nie nastręcza trudności.

Do wad można zaliczyć znacznie mniejsze wzmocnienie napięciowe na stopień dla tych częstotliwości niż np. dla f pośrednich 468 Kc/s lub 128 Kc/s (dobroć obwodów przy f pośredniej 1600 Kc/s jest znacznie mniejsza od dobroci obwodów przy np. fpot=128 Kc/s), a stąd wynika konieczność stosowania dodatkowych stopni wzmocnienia częstotliwości pośredniej. Pozostaje jednak jeszcze jedna alternatywa a mianowicie stosowanie drugiego stopnia przemiany częstotliwości już na normalnie używaną pośrednią np. 468 Kc/s dzięki temu będzie można osiągnąć znacznie większą selektywność i wzmocnienie (patrz rys. 2).

Ponieważ w superach na pośrednia 1600 Kc/s stosowanie równobieżnych obwodów strojonych jest praktycznie niemożliwe że wzgledu



W omawianym aparacie wykorzystany jest tylko jeden kondensator (drugi nieczynny)



Filt cewka L _i	r wejści cewka L	owy cewka L ₃	Wejściowy dławik wys. częstotliuro- ści dla fal krótkich	dla fal średnich	ylatora dla fel krótkich	Filtr częstotliwości pośredniej
35 mH cewka koszy- kowa lub na- winięta na rdzeniu zam- kniętym	0,14 mH cewka nawi- nięta na rurce preszpanowej o średnicy 2.5 cm drutem 0,2 mm w jed- wabiu 40 zwojów	0,14 mH to sama co cewka L ₂	Srednica 1,cm, drut 0,2 mm w emalii (zwój koło zwoja) długość drutu 2 m	22 zwoje nawinięte na rutce preszpanowej o średnicy 2,5 cm średnica drutu 1 mm. Zwój koło zwoja, na nim nanawinięte uzwojenie siatkowe 8 zwojów drutem 0,2 mm	8 zwojów drutem 1 mm 5 zwojów re- akcyjnych dru- tem 0,2 mm. Srednica rurki 1 cm.	2 uzwojenia po 65 zwojów drutem 0,2 mm, odległość między uzwoje- niami 2 cm na jednym z nich nawinięte uzwo- jenie reakcyjne zwojów 14 dru- tem 0,2 mm

na zbyt wielkie różnice częstotliwości oscylatora i obwodu wejściowego, toteż układy te pracują na wejściach niestrojonych zaopatrzonych jedynie w odpowiedni filtr tłumiący częstotliwości lustrzane a przepuszczający pasmo średnio i długofalowe.

Rys. 1 podaje schemat filtru wejściowego łącznie z jego charakterystyką częstotliwościową.

W laboratorium miesięcznika "Radio" został zmontowany odbiornik superheterodynowy na fale krótkie od 12 — 50 m i normalny zakres fal średnich i długich. Aparat pracuje na lam-



Niestrojony filtr wejściowy

pach E C H 11 jako mieszacz i oscylator, E C L 11 trioda jako detektor siatkowy ze stałą reakcją na pośredniej, zaś tetroda jako końcowa. AZI jako prostownik dwupołówkowy.

Dane elementów odbiornika.

Wyniki osiągnięte na opracowanym modelu można uważać za niezie. Należy zważyć że aparat jest typu superheterodyny a mimo to jest prosty — więc dostępny dla każdego amatora. Czytelnik nie napotka w nim na żadne trudności związane ze strojeniem (one głównie odstraszają słabiej zaawansowanych), gdyż zastosowano tylko jeden obwód strojony w oscylatorze.

Jeżeli chodzi o fale krótkie to można śmiało rzec, że pracuje on znacznie lepiej od aparatu dwuobwodowego - na tym zakresie dorównuje superom średniej klasy, trzeba pamiętać, że odbiera on fale od 12 m. (zakres krótkofalowy w przeciętnych odbiornikach rozpoczyna się od okeło 18 m) - jedynie zakresy fal średnich i długich są mniej czułe. Gdyby Czytelnikowi zależało na znacznym zwiększeniu czułości na tych zakresach należy dodać jeden stopień wzmocnienia częstotliwości pośredniej (po lampie mieszającej). W oscylatorze zastosowano powietrzny kondensator o pojemności 500 pF, który dla zakresu fal średnich i długich jest zabocznikowany kondensatorem stalym 200 pF—mikowy łącznie z trymmerem, stosunek fosc max do fosc min pozostanie w tym wypadku praktycznie taki sam jak przy stosowaniu kondensatora obrotowego o pojemności 150 pF, który by wystarczył dla zakresu średnio i długofalowego — jednak otrzymalibyśmy zbyt duże zagęszczenie stacji na początku kondensatora.

W obwodzie anodowym części tetrodowej lampy E C L 11 zastosowano dwustronną barwę tonu dla niskich i wysokich częstotliwości.

Podając Czytelnikom powyższe dane komunikujemy, że zmontowany w laboratorium miesięcznika aparat jest do obejrzenia w administracji "Radio i Świat" ul. Noakowskiego 18 między godzina 9 — 12.

Bęben cewkowy do odbiornika pasmowego 1-V-1

Po przeczytaniu opisu odbiornika pasmowego 1-V-1 zabrałem się do budowy, chcąc się przekonać o jego wynikach żeby sprawdzić, czy konieczne jest rozwiązanie cewek tak jak to podał SPoo2-x, które moim zdaniem nie było jedynie dobre i konieczne. Mając już doświadczenie i znając biędy cewek wymiennych, które bardzo łatwo ulegają zniszczeniu przez urywanie końcówek przy wyjmowaniu ich z podstawki, postanowiłem do wyżej podanego odbiornika zastosować bęben cewkowy za pomocą którego bardzo prosto i wygodnie przechodzi się na inne pasy odbioru.

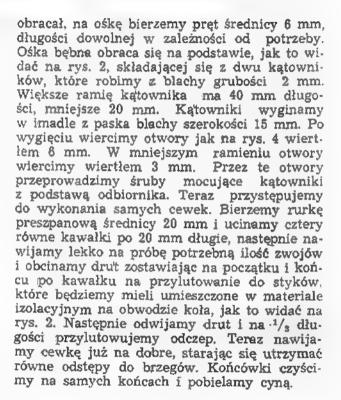
Konstrukcja takiego bębna jest prosta i tania, wymaga jednak trochę zdolności mecha-

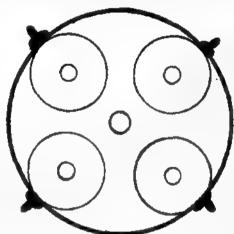
nicznych i precyzji w wykonaniu.



Rys. 1.

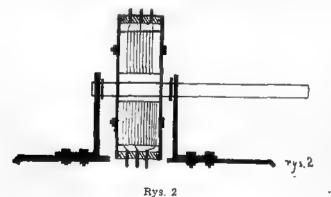
Bierzemy blachę aluminiową, czy w braku tej cynkową o grubości 1 — 2 mm i wycinamy z niej dwa kółka o średnicy 7 cm. W środku wiercimy otwory o średnicy 6 mm. Dalej dzielimy obwód koła na cztery równe części i prze-ciągamy linie jak na rys. 1. Linie te dzielimy między środkiem koła a obwodem na połowę i wiercimy otwory średnicy 3 mm. Na obwodzie koła będziemy umieszczali płytki pleksiglasu względnie innego materiału izolacyjnego. (Rys. 3). Zależnie od kształtu i grubości jego będziemy wiercili dziurki, przez które wprowadzimy śrubki trzymające materiał izolacyjny. Zwracamy jednak uwage tych, którzy beda wykonywali taki bęben, że materiał izolacyjny musi być bardzo dobrze umocowany, żeby się nie przekręcał w czasie pracy bębna. Dalej potrzebna jest ośka, na której bęben będzie się





Rys 3.

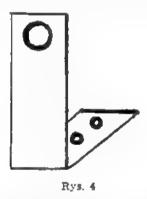
Z kolei zabieramy się do wykonania mostków z materiału izolacyjnego, w których umieścimy styki. Piszący mostki te wykonał ż pleksiglasu, który daje się bardzo łatwo obrabiać, ale można je równie dobrze zrobić z kalitu czy innego dobrego materiału izolacyjnego. Mostki mają długość 20 mm, szerokość 6 mm i grubość 3 — 4 mm. Wiercimy w nich trzy otwory wiertłem 1 — 2 mm na 5, 10 i 15 mm, w ten sposób mamy po 5 mm od początku i końca płytki. Robimy styki z drutu brązowego względnie



mosieżnego w formie nitów, wkładamy do uprzednio wywierconych otworów i zanitowujemy delikatnie, żeby nie uszkodzić mostka, ale zarazem dokładnie, żeby styki były mocno i sztywno osadzone, gdyż to jest bardzo ważne przy działaniu bębna.

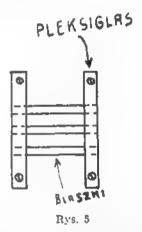
Na zakończenie prac przygotowawczych robimy dwie podkładki, które następnie będą przylutowane do osi i będą zapobiegały przesuwaniu się osi do przodu, względnie do tyłu. Zamiast podkładek można nasadzić na oś rurki które dadza ten sam efekt co podkładki. Ponieważ już mamy wszystko przygotowane możemy zacząć montowanie samego bębna.

Zaczynamy od zakładania cewek na swoje miejsca. W uprzednio wywiercone otwory wkładamy śruby 3 mm, długie 25 mm i pierwszy krążek blachy wraz ze śrubami kładziemy na stole. Teraz nakładamy gotowe już cewki uwa: żając, żeby końcówki wypadały wprost ku miejscom, w których potem umieścimy mostki. Po założeniu wszystkich cewek nakładamy drugi krążek z blachy i zakręcamy lekko nakrętki na śrubach tak, żeby cewki można było jeszcze przesunąć. Następnie zakładamy mostki i umocowujemy je na stałe za pomocą śrubek względnie sztyftów i lutujemy końcówki cewek do styków. Po przylutowaniu wszystkich



końcówek ustawiamy cewki już ostatecznie i dokręcamy nakrętki na dobre. Teraz zakładamy ośkę i przylutowujemy ją do boków bębna. Lutowanie ośki z bębnem musi być bardzo starannie i mocno wykonane, gdyż od tego zależy praca bębna, w przeciwnym bowiem razie bęben nie będzie się dokładnie obracał i nie da

efektu szybkiego przejścia z pasu na pas. (Patrz artykuł "O lutowaniu," w Nr. 5/6 "Radio" 1949). Ostatnią pracą przy zmontowaniu bębna będzie, jeżeli mamy zamiar zakładać podkładki jako trzymacze - przylutowanie podkładek na osi, w tym celu, od zewnętrznych ścianek bębna odmierzamy 1 centymetr i w tym miejscu przylutowujemy podkładki lutując od strony ścianek bębna, bo strona druga podkładki musi być zupełnie gładka, gdyż będzie się stykała z katownikiem, na którym jest oparty cały bęben wraz z osią.



Teraz po ukończeniu bębna zabieramy się do wykonania jednego mostka, na którym, wzgl. w którym umieścimy przeciwstyki. Urządzenie to można wykonać w kilku formach zależnie od posiadanego materiału i pomysłowości. Opisany powyżej bęben pracuje na mostku przeciwstykowym, składającym się z dwu pasków pleksiglasu, w których umocowane są trzy paski elastycznej blaszki ze starego przełącznika. Rys. 5 przedstawia mostek przeciwstykowy widziany z góry. Zamiast blaszek można wprawić w to samo miejsce po dwa druty obok siebie zlutowane do ¹/₃ od strony początku i końca. Względnie na jednym kawalku materiału oprawić trzy sprężyste kawałki blaszki, co daje też bardzo dobrą i miękką pracę bębna.

Przy wykonaniu mostka przeciwstykowego należy zwrócić uwagę żeby sprężyny były osadzone w takich samych odstępach dokładnie jak styki mostków bębna.

W. Ostrowski ex. SP3AQ.

Znaki narodowościowe (prefiksy)

(Dokończenie) UMR - Związek Sowiecki - Związek Sowiecki – — Kanada UP2 VE Australia Kirgizja Litwa VK. UN1 — Związek Sowiecki — – Związek Sowiecki – VK7 - Tasmania UQ2 - Nowa Gwinea au-VK9 Karelia Łotwa - Zwiazek Sowiecki -TO5 UR2 - Zwiazek Sowiecki stralijska i Papua Besarabia VO1-5 - Nowa Funlandia Estonia

VO6 VP1	— Labrador — Honduras brytyjski	VS2 VS3	Malaje Zjednoczone Malaj Wolny	ZB1 ZB2	— Malta — Gibraltar
VP2	- Wyspy: Dominika,	VS4	- Borneo północne	ZC1	Transjordania
	Grenada, St. Lucia,		i Sarawak	ZC2	- Wyspy Kokosowe
	Antigua i St. Kitts- Nevis	V85	- Laburan i Bruney	ZC3	- Wyspa Bozego Na-
		VS6	— Hongkong		rodzenia
VP3	- Gwinea brytyjska	VS7	— Cejlon	ZC4	Cypr
VP4	- Trinidad i Tobago	V\$8	- Wyspy Bahrein	ZC5, 6	- Palestyna
VP5	- Wyspy Cayman i Ja-		i Kuria Muria	ZD1	— Sierra Leone
	majka	VS9	- Aden i Socotra	ZD2	— Nigeria i Kamerun
VP6	- Barbados	VU1, 2	— Maladywy		brytyjski
VP7	- Wyspy Bahama	VU3	- Andamany	ZD3	- Gambia
VP8	 Wyspy Falklandzkie 	VU4	— Lakkadywy	ZD4	 Złote Wybrzeże
VP9	— Bermudy	VU5, 6	- Indie	ZD6	— Kraj Nyassa
VQ1	- Zanzibar	VU7	— Mysore	ZD7	Wyspa Św. Heleny
VQ2	Pólnocna Rodezja	VU9	- Burma	ZD8	Wyspa Wniebowstą-
	i St. Lucia	W	- Stany Zjednoczone		plenia
VQ3	— Tanganika		Ameryki Północnej	ZD9	Tristan da Cunha
VQ4	— Kenia	XA	 Anglo-amerykańscy 		i Gough
VQ5	Uganda		amatorzy w połud-	ZE	- Rodezja Południowa
VQ6	 Somali brytyjskie 		niowej Europie	ZK1	Wyspy Cooka
VQ8	- Maurytius i Wyspy	XE	- Meksyk	ZK2	- Niue i Damoa
	Chagos	XT	— Chiny	ZK3	- Nauru
VQ9	— Seycheles	XU	- Chiny	ZL	 Nowa Zelandia
VR1	- Wyspy Gilbert i El-	XZ	— Burma	ZM	- Samoa zachodnia
	lice	YA	— Afganistan	ZP	— Paragwaj
VR2	- Wyspy Fidzi	YI	— Irak	Z8	- Unia Południowo-
VR3	- Wyspa Fanning	¥3	- Nowe Hebrydy		Afrykańska
VR4	- Wyspy Salomona -	YN	- Nikaragua	ZS3	- Afryka Południowo-
	brytyjskie	YR	- Rumunia		Zachodnia
VR5	- Wyspy Przyjacielskie	YS	- Salwador	ZS9	- Tristan da Cunha
VR6	- Wyspa Pitcairn	YT	Jugosławia	. ZU	- Unia Południowo-
VS1	- Straits Settlements	YU	— Jugoslawia		Afrykańska
	(Kolonia Przesmyko-	YV	- Wenezuela	ZT	- Unia Poludniowo-
	wa)	ZA	- Albanja		Afrykańska

Bezdławikowy filtr zasilacza odbiornika »Pionier«

Zasilanie anody odbiornika radzieckiego "Pionier" (patrz "Radio" Nr 3/4 1948, str. 21) posiada pewne szczególne właściwości warte bliższego poznania.

Anoda lampy głośnikowej otrzymuje prąd wysokiego napięcia wprost z pierwszego kondensatora filtru $C_1=40u\mathrm{F}$. Na transformatorze głośnikowym widzimy jednak dodatkowe uzwojenie, z którego otrzymuje napięcie reszta odbiornika, poprzez uzupełniający filtr $R=2200~\Omega$ i drugi kondensator elektrolityczny $C_2=25u\mathrm{F}$.

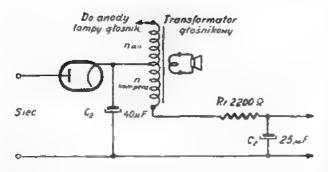
Filtracja dla wstępnych stopni odbiornika jest w tym układzie zupełnie wystarczająca. Jeśli bowiem na pierwszym kondensatorze C₁ pojawia się przy poborze prądu około 60 mA około 6 wolt napięcia buczenia 50 c/s (prostowanie jednokierunkowe) to na wstępnych stopniach będzie:

$$6\;\frac{3.2}{2.2_{RQ}\;.\;25\mu_F}=0.4\;V$$

To napięcie buczenia podlega zresztą jeszcze, zależnie od potrzeby, dalszej filtracji na poszczególnych stopniach (patrz schemat).

Natomiast napięcie buczenia 6 wolt na anodzie lampy głośnikowej jest zbyt wielkie, zwłaszcza jeśli uwzględnić, że odbiornik pracuje ze 120 wolt, jego napięcie anodowe nie przewyższa więc tej cyfry.

Aby więc zredukować buczenie, zastosowano metodę kompensacji, za pomocą wspomnia-



Schemat bezdławikowego filtra zasiłacza odbiornika ..Pion_er"

nego już uzwojenia dodatkowego. Buczenie we wtórnym uzwojeniu transformatora głośnikowego zniesie się jeśli amperozwoje buczenia w gałęzi anodowej, zamkniętej przez anodę lampy głośnikowej, zrównają się z amperozwojami buczenia gałęzi dodatkowej, kompensacyjnej, zamknietej przez opór filtra R_F i kondensator C₂. Jeśli więc pominiemy (co jest dopuszczalne ze względu na różnice wielkości) indukcyjności uzwojeń oraz pojemność kondensatora C2, to kompensacja spełni się jeśli

$$I_{an}$$
 , $n_{an} = I_{P}$, $n_{komponi}$

gdzie I., jest to prąd anodowy buczenia, który wyniesie

$$I_{u_0} = \frac{E}{\rho}$$

E jest to napięcie buczenia filtra na pierwszym elektrolicie a o oporność wewnętrzna lampy głośnikowej.

Podobnie prad I_F = w gałęzi kompensacyjnej bedzie:

$$1_F = \frac{E}{R_F}$$

do radioodbiorników różnych typów polece

"Kopiotechnika" Poznań

Wł. W. Ruszkiewicz, al. Wierzbięcice 18. Tel. 19-55

Na prowincję wysyłamy pocatą. Przy samówieniach podać nazwe i typ aparatu oraz wymiar akali

Stąd otrzymamy właściwy i praktyczny warunek kompensacji:

$$\frac{n_{ex}}{n_{kompens}} = \frac{\rho}{R_F}$$

Oporność wewnętrzna lampy głośnikowej 30-1, zastosowanej w "Pionierze", wynosi 10000 Ω, lecz z powodu użycia prądowego feedbacku w jej katodzie, wzrasta do 20000 Ω. Ponieważ $R_F = 2200 \Omega$ liczba zwojów kompensacyjnych powinna wynosić około 1/2 liczby zwojów anodowych. W praktyce zastosowano 1/10 zwojów — z bardzo dobrym rezultatem. Dość powiedzieć że buczenie na głośniku zmniejszono w ten sposób dwa razy w stosunku do poprzedniego modelu, gdzie w pierwszym członie filtra figurował stosunkowo kosztowny i zajmujący dużo miejsca dławik 5 Henrów.

Przealad schematów

Schemat Nr 58 przedstawia odbiornik radziecki ARZ - 49. Jest to aparat do masowego rozprowadzenia, który u nas nazwalibyśmy "ludowym". Rozwiązanie układu zasługuje na bliższe rozpatrzenie, ponieważ w każdym niemal szczególe widzimy odbałość o jak najniższy koszt wykonania, z zachowaniem jednak kardynalnych walorów nowoczesnego odbiornika jak: czułość, selektywność i dobra jakość odtwarzania.

Odbiornik ma dwa zakresy: długofalowy 730-2000 mtr. (410-150 Kc) i średniofalowy 188 -

520 mtr. (1600 - 520 Kc).

Bezpośrednio przy gniazdku antenowym jest filtr zwierający sygnały na częstotliwości pośredniej 110 Kc. Rolę cewki antenowej dla fal średnich gra cewka długofalowa obwodu strojonego. Na falach długich sprzeżenie jest pojemnościowe, "od dołu" przy pomocy kondensatora 2,2 T.

Oscylator pracuje w układzie Hartleya (tzw. trzypunktowym), gdzie środek cewki dołaczony jest do katody, zaś rolę anody odgrywa uziemiony, dla prądów zmiennych (przez kondensator 0.25μ F), ekran.

Poprzez filtr pośredniej częstotliwości wzmocnione prądy przedostają się do lampy 6 B 8. W anodzie jej jest obwód strojony (pojedyńczy) sprzężony z cewką połączoną z obu diodami. Uzyskuje się tutaj automatykę i detekcję, stosując nawet pewne przednapięcia dodatnie czerpane z katody lampy głośnikowej.

Po detekcji i wyfiltrowaniu, napięcia niskiej częstotliwości wracają z powrotem do siatki lampy 6 B 8 (refleks). Napięcia te przy wzmacnianiu odkładają się na oporze anodowym 47 K Ω, gdzie jednocześnie kondensatory 470 pF

(jeden przy oporze, drugi przy siatce lampy głośnikowej) usuwają zbędne już napięcie pośredniej częstotliwości.

Obwód katody lampy głośnikowej 30 π 1 M służy kilku celom. Dostarcza, jak już wspominaliśmy, napięć do poprzedniego stopnia oraz do niej samej. Ponieważ jednak zespół oporów 2,5 + 15 + 85 Ω jest niezablokowany daje on ujemne sprzężenie zwrotne na lampę głośnikową i dodatnie sprzężenie zwrotne na poprzednią lampę. To ostatnie zwiększa czułość odbiornika.

Najbardziej oryginalny jest układ zasilania aparatu. Zaniechano "uniwersalnego" typu zasilania lecz zastosowano autotransformator do nastawiania napięcia oraz uzyskiwania napięci zarzenia 6,3 v oraz 30 v dla lampy głośnikowej. Napięcie żarzenia lampy prostowniczej jest zbędne ponieważ użyto prostownika selenowego.

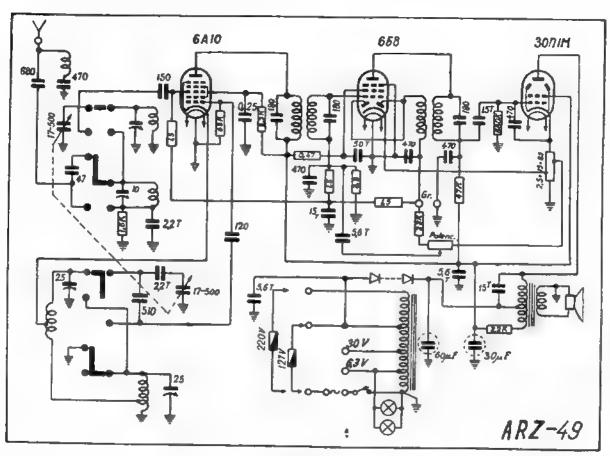
Układ filtracji napięcia anodowego jest taki sam jak w odbiorniku "Pionier" (Radio Nr 3/1 1948) i któremu poświęcamy osobne omówienie.

Czułość odbiornika wynosi 300 mikrowoltów. Selektywność wyraża się cyfrą dziesięciokrotnego osłabienia przy odstrojeniu o 10 Kc. Schemat Nr 59 przedstawia układ odbiornika Państwowych Zakładów Teleradiotechnicznych (PZT) model Echo 128 Z z r. 1938.

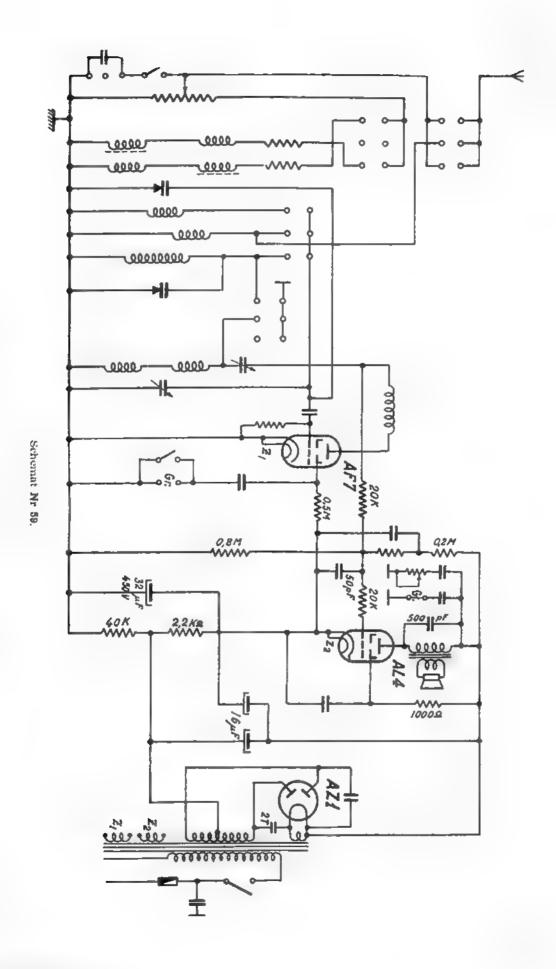
Jest to odbiornik jednoobwodowy trzyzakresowy o dość skomplikowanym obwodzie antenowym i siatkowym, przy czym regulacja siły następuje potencjometrycznie już w antenie.

Istotna osobliwość układu leży w sprzężeniu między lampą A F 7 a A L 4. Jest to tzw. system Loftin-White, polegający na tym, że siatka lampy następnej jest połączona wprost, bez kondensatora sprzęgającego, z anodą lampy poprzedzającej. Ten plus na siatce kompensuje się przez podniesienie katody tak wysoko, aby różnica napięć zmierzona bezpośrednio (woltomierzem lampowym) między siatką a katodą wynosiła wymagane — 6 wolt. Stąd pochodzą duże opory w katodzie A L 4 oraz to, że kondensator elektrolityczny 32 μ F blokujący opory 2,2 K Ω i 40 K Ω ma napięcie znamionowe 450 wolt.

Napięcie zasilające taki układ musi być wysokie i wynosi ono tutaj 400 wolt, z tego 160 wolt odkłada się na katodzie A L 4. Celem uniknięcia zbyt dużej różnicy napięć między katodą a włóknem żarzenia, lampa A L 4 ma oddzielne, własne uzwojenie połączone wprost do jej katody.



Schemat Nr 58



Nowy materiał magnetyczny dla wielkiej częstotliwości

Materiały magnetycznie wielkiej częstotliwości stosowane do cewek obwodów strojonych robi się z żelaza proszkowanego, wymieszanego w ośrodku wiażacym i sprasowanego do żądanego kształtu. Zależnie od czestotliwości stosuje się różne wielkości drobinki żelaza oraz rozmaite gęstości. Wyższe częstotliwości wymagają drobniejszego podzielenia ze względu na to, aby w ten sposób przeciwdziałać prądom wirowym i związanym z nimi stratom energii. Te zaś z kolei pogarszają "jakość" Q cewki i zatem oczywiście selektywność obwodu. Straty przez prady wirowe można zmniejszyć również zwiększenie oporności właściwej materiału. Dotychczas jednak nie znaleziono materiału, którego przewodność byłaby mniejsza o więcej niż 20% od czystego żelaza.

Izolowanie drobin od siebie daje działanie równorzędne ze szczeliną w rdzeniu transformatora i zmniejsza straty na histerezę magne-

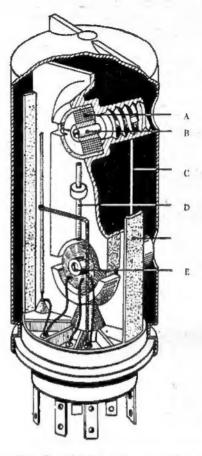
tyczną.

Rozbicie żelaza na poszczególne drobiny oddzielone od siebie powoduje zmniejszenie przenikliwości początkowej materiału. Najlepsze żelaza wielkiej częstotliwości wykazują μ_6 od

25 do najwyżej 100.

Własności magnetyczne posiadają, jak się okazało, nie tylko metale, ale także niektóre tlenki metali magnetycznych np. magnetyt Fe₃ O₄. Tlenki te jednakże nie wykazują żadnej przewodności. Dawne badania w tym kierunku zostały na nowo podjęte wszystkimi środkami nowoczesnej analizy struktury krystalicznej. Badania te ustaliły zależność pomiędzy struktura krystaliczna, przewodnościa oraz właściwosciami magnetycznymi różnych wysokoizolacyjnych lecz silnie ferromagnetycznych związków. Ze względu na kubiczny kształt swych kryształów zostały one przez laboratoria Philipsa oznaczone złożoną nazwą "Ferrox-cube". Są to tzw. ferryty, których skład chemiczny ma ogólną postać MFe2 O4, gdzie M oznacza metal chemicznie dwuwartościowy (mangan, nikiel, cynk). Przewodność tych materiałów jest znikoma i wynosi zaledwie jedną dziesięciomilionową przewodności czystego żelaza. Natomiast przenikliwość początkowa jest wysoka i wynosi zależnie od ułożenia i wielkości kryształków, od μ₀=50 aż do 1000. Nasycenie magnetyczne jest natomiast bardzo niskie i wynosi zaledwie B = 1500 gaussów. Nie ma to wszakże znaczenia ponieważ prady w cewkach odbiorników są znikome.

Straty na prądy wirowe są zupełnie wyeliminowane ponieważ "Ferrox-cube" jest nieprzewodzący. Pozostają tylko straty na histerezę oraz bliżej niezidentyfikowane "straty resztowe", przeważnie dielektryczne w materiale wiążącym. Straty na histerezę redukuje się w miarę stosowania materiału na coraz wyższe częstotli-



A—cewka z licy; B—rdzeń regulowany z Ferrox - cube; C — Kondensator drutowy 115 pF; D — Sztyft sprzęgający z Ferrox - cube; E — rdzeń z Ferrox - cube.

wości, przez zmniejszenie wielkości kryształów, kosztem zresztą przenikliwości.

Surowiec dla rdzeni z "Ferrox-cube" ma postać proszku. Wyrabia się z niego proste kształty jak pierścienie, wałki, rurki "E" itp., przez prasowanie przy pomocy lotnego środka wiążącego a potem spieczenie w piecu do temperatury 1000 lub 1400°C. Wyżarzony materiał jest w przeciwieństwie do obecnych nadzwyczaj jednolity, twardy i można go potem obrabiać już tylko przez szlifowanie.

Dzięki większej przenikliwości nowego materiału, cewki z tymi rdzeniami mają mniejszą ilość zwojów a więc oporność omowa zostaje obniżona. Wszystkie te przyczyny razem połączone prowadzą do uzyskania obwodów o znacznie wyższym Q niż to dotychczas było praktykowane.

W nowych transformatorach pośredniej częstotliwości uzwojenie jest nawinięte wprost na rdzeniu o kształcie rurki z "Ferrox-cube". Dla wyrównania indukcyjności przesuwa się wewnątrz rurki sztyft z tegoż materiału. Sprzężenie między obu cewkami filtru uzyskuje się za

pomocą pręta z "Ferrox-cube". W gotowych zespołach nastawione jest ono na K=1,05, dając płaski przebieg wierzchołka krzywej rezo-

nansu przy ostrych zboczach.

Załączony rysunek transformatora pośredniej częstotliwości wykazuje jeszcze jeden ciekawy element, a mianowicie kondensatory "drutowe" 115 pF. Zamiast płaskich kondensatorów mikowych lub obecnie najczęściej stosowanych rurkowych kondensatorów ceramicznych, widzimy tam cienki, bo zaledwie 1 mm średnicy drucik. długości około 5 cm. Drucik ten składa się z wewnętrznego przewodu, warstwy izolacyjnej o wielkiej stałej dielektrycznej oraz powierzchni metalizowanej z miedzi pocynowanej. Dzieki wysokiej stałej dielektrycznej tak uzyskany kondensator ma nadzwyczaj małe wymiary oraz dogodny kształt. Dla porównania podamy, że zwykły kondensator mikowy takiej pojemności ma ckoło 2700 mm3 objętości, zaś ceramiczny około 270 mm.3 Kondensator drutowy ma zaledwie 30 mm3, przy własnościach zupełnie analogicznych z mikowymi i ceramicznymi.

Jeśli jeszcze dodamy, że cały zespół zbudo-

KUPON Nr 27

na odpowiedź w »Radio«

Nazwisko

Adres

dowany jest mechanicznie bardzo solidnie, łatwy do zmontowania i strojenia zaś jego właściwości elektryczne, zwłaszcza pod względem selektywności oraz uzyskanego wzmocnienia są na najwyższym poziomie, widzimy, że dzięki poważnym badaniom naukowym, tak ważna część odbiornika jak jego transformator pośredniej częstotliwości oraz cewki strojenia zrobiły znowu krok naprzód.

Nomogram Nr 27

Obliczanie cewek wielowarstwowych

Wzory na obliczanie cewek wielowarstwowych są z natury rzeczy dość skomplikowane i wymagają użycia tablic. Obliczenie za pomocą niniejszego nomogramu jest jednak bardzo uproszczone, zaś otrzymane wyniki zadowalająco zgodne z pomiarami. Zwracamy tylko uwagę, że kolejność działań przy posługiwaniu się nomogramem musi być zachowana.

Dla danej cewki mierzymy długość uzwojenia l, jego grubość c oraz średnicę (średnią) D i obliczamy $\frac{c}{l}$ oraz $\frac{c}{D}$. Z ustalonego tak punktu dla $\frac{c}{l}$ prowadzimy styczną do odpowiedniej krzywej dla $\frac{c}{D}$. Po odbiciu od lewej skali prowadzi-

my prostą przez właściwą średnicę cewki D i po ponownym odbiciu od prawej skali — przez liczbę zwojów N, otrzymując ostatecznie poszukiwaną indukcyjność cewki L w mikrohenrach.

Projektowanie cewek jest nieco bardziej skomplikowane. Najlepiej dojść do rezultatu metodą kolejnych przybliżeń, zakładając sobie nieznane wielkości według uznania i sprawdzając każdorazowo szybko nomogramem, aż do otrzymania dobrego wyniku.

Obliczmy teraz cewkę o długości l=1 cm. grubości c=0.5, średniej średnicy D=1.5 cm i liczbie zwojów N=3000. Stąd obliczamy $\frac{c}{l}=0.5$ oraz $\frac{c}{D}=0.33$ i prowadzimy pierwszą

prostą, odbijamy się od lewej skali i poprzez punkt D=1.5 wracamy do prawej skali. Przypadek chce, że obie te proste prawie się pokrywają, wracamy więc do punktu wyjścia. Stąd, poprzez N=3.000 zwojów, otrzymujemy ostatecznie L=90.000 mikrohenrów.

Cewkę tę nawiniemy drutem o średnicy 0,1 mm w emalii. Połączona w szereg z kondensatorem 3000 pF posłuży ona nam do eliminacji gwizdów interferencyjnych 9 kc/s, jeśli ten mały filtr zamontujemy na końcówkach pierwotnego uzwojenia transformatora głośnikowego.

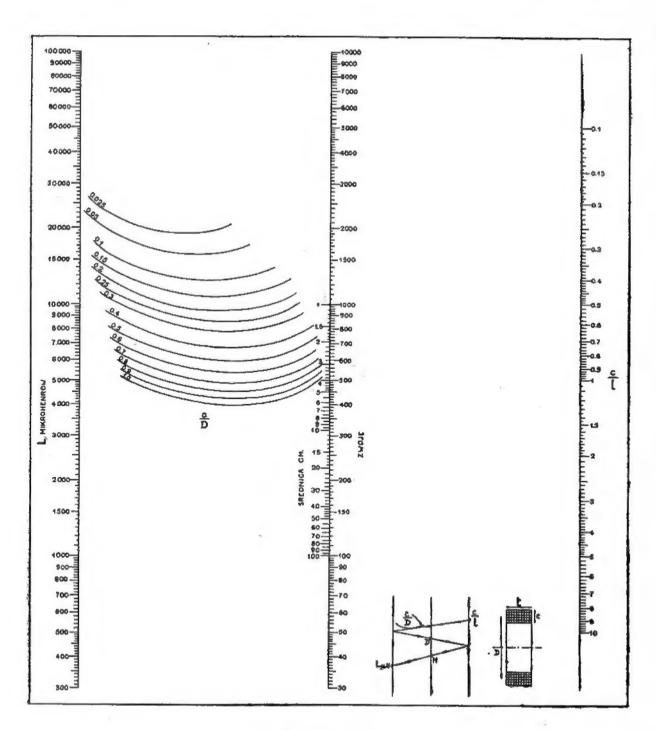
Redaguje Komitet

Wydawca: Biuro wydawnietw P. R.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Noakowskiego 20.

Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesylką pocztową zl 360. Prenumeratę należy wpiacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 "Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika "Radio". Cena pojedynczego egzemplarza zł 100.—.

Ceny ogłoszeń: na okładce 1 kol. — 8.000 zł, ½ kol. — 5.000 zł, ¼ kol. — 3.000 zł, ½ kol. — 2.000 zł, w tekście zł 50 za 1 mm szer. 1 szpalty.



Nomogram Nr 27

